MITTEILUNGEN

AUS DEM

FERNMELDETECHNISCHEN ZENTRALAMT

BAND III

1954-1955

DARMSTADT

I N H A L T

K. H. VOGT	Entwicklung eines Gerätes zur Impulsverbesserung bei Fernsehsignalen aus FTZ, Jahrg. 7 (1954), Heft 2
J. MÜLLER	Über ein Verfahren zur Entzerrung von Fernseh-Übertragungen durch willkürlich zugesetzte Echos aus FTZ, Jahrg. 7 (1954), Heft 4
H. KANTE und R. KRUG	Schmalfilm-Abtaster für Fernsehen aus FTZ, Jahrg. 7 (1954), Heft 5
B. BECKMANN	Betrachtungen zur Güte des Funkwetters aus FTZ, Jahrg. 7 (1954), Heft 6
H. VERVUERT	Wechselstrommessungen an Fernleitungen mit Verstärkern sowie an Zweibandsystemen und die darüber zu führenden Meßunterlagen aus U. Blätter 7/54
H. KRÖMER	Zur Theorie des Diffusions- und des Drifttransistors I. Die Vierpolmatrix und ihr Niederfrequenzverhalten aus AEÜ, Jahrg. 8 (1954), 223—228
H. KRÖMER	wie vor: II. Frequenzabhängigkeit aus AEÜ, Jahrg. 8 (1954), 363—369
H. KRÖMER	wie vor: III. Dimensionierungsfragen aus AEÜ, Jahrg. 8 (1954), 499—504
D. WEBER	Ein rechnerischer Beitrag zur linearen Theorie der Wanderfeldröhre bei kleinen Verstärkungen aus AEÜ, Jahrg. 8 (1954), 341—345
K. LAPKAMP	Beschädigung eines Bleikabelmantels durch eine Larve des Weidenbohrers aus FTZ, Jahrg. 7 (1954), Heft 9
H. SCHNITGER und D. WEBER	Über rauscharme Wanderfeldröhren aus FTZ, Jahrg. 7 (1954), Heft 10
G. USE	Prüfung der Funkstörwirkung von Hochfrequenzwärme-Geräten aus ETZ (1954), Heft 11
W. SCHOLZ	Funk-Entstörung von Kraftfahrzeugen aus ETZ (1954), Heft 15
B. BECKMANN	Über den derzeitigen Stand der Funkwettervorhersage aus VDE-Fachberichte (1954), 18. Band
J. WILKEN	Technischer Stand der Endeinrichtungen für Überseetelephonie aus VDE-Fachberichte (1954), 18. Band
J. BUGDAHN	Berechnung der Betriebsdämpfungen und Eingangswiderstände von Differentialübertragern aus Fernmelde-Praxis (1954)
W. ENDRES	Über die Größe des „weitschweifigen" Anteils in der Sprache und seine Bedeutung für den Fernsprechweitverkehr aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 2
H. SCHNITGER und D. WEBER	Über einen Gasentladungsrauschgenerator mit Verzögerungsleitung aus NTF 1955, Heft 2
B. BECKMANN	Kennzeichnung und Vorhersage des Funkwetters 1. Teil (I—V) und 2. Teil (VI—IX) aus Fernmelde-Ing., Jahrg. 9 (1955), Heft 3 und 5

H. BODEKER	Die videofrequente Pegelmessung bei Fernsehübertragungen aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 3
W. KRONJÄGER und K. VOGT	Statistische Untersuchungen an Kurzwellenübertragungswegen aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 3
K. MISCH	Eine neue Prüfeinrichtung für Nummernschalter aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 3
O. BROSZE	Störung des Schallfeldes in der Umgebung einer starren Kugel aus Elektronische Rundschau (1955), Heft 3
H. FLEISCHER	Internationale Funküberwachung (Die technischen und gesetzlichen Grundlagen sowie der Umfang des Überwachungsdienstes) aus Fernmelde-Ing., Jahrg. 9 (1955), Heft 4
E. A. PAVEL A. GASTELL u. M. BIDLINGMAIER	Über vergleichende Messungen mit dem Volumenmesser und dem Spitzenwertmesser bei der Kontrolle von Rundfunkübertragungen aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 4
H. BODEKER	Verfahren zur Beurteilung und Kennzeichnung der Verformung des „Sägezahn"-Testsignals bei der Prüfung von Fernsehleitungen aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 6
F. A. FISCHER	Zur Definition des idealen Transformators und des idealen Gyrators durch ihre scheinwiderstandsumbildenden Eigenschaften aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 6
R. FÜHRER	Ein Münzfernsprecher für Selbstwählferndienst aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 6
F. M. PELZ	Elektrische Netzwerke mit Schaltkontakten aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 6
W. REUSSE und R. ZAUBITZER	Physikalische Möglichkeiten zur Prüfung der Chrom-Arsen-Tränkung von Masten aus Holz als Roh- und Werkstoff (1955), Heft 6
E. A. PAVEL	Übertragungseigenschaften niederfrequenter Rundfunkleitungen in den deutschen Trägerfrequenz-Fernkabeln aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 8
E. BELGER E. A. PAVEL und H. RINDFLEISCH	Über den Einfluß von Laufzeitverzerrungen und Frequenzbandbeschneidungen bei der Übertragung von Rundfunkdarbietungen aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 8
B. BECKMANN und K. VOGT	Über Beobachtungen der Rückstreuung (back-scatter) im Kurzwellengebiet an kommerziellen Telegraphiesignalen aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 9
A. JORDT	Die Leistung von Fernwahlleitungen aus FTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 9
A. JORDT	Personalbemessung für den Vermittlungsdienst in Fernämtern aus Fernmelde-Ing., Jahrg. 9 (1955), Heft 10
W. KRONJÄGER und K. VOGT	Über die azimutalen Schwankungen des Einfallswinkels bei Kurzwellenübertragungswegen aus NTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 10
W. SCHOLZ	Störungen des Fernseh-Rundfunkempfangs und ihre Messung aus ETZ (1955), Heft 10
H. FLEISCHER	Internationale Funküberwachung II, 1 und II, 2 (Funküberwachungsmessungen 1. und 2. Teil) aus Fernmelde-Ing., Jahrg. 9 (1955), Heft 11 und 12
K. SCHMIDTNER	Fernsprech-Ansagegeräte in amtsbaumäßiger Gestellausführung aus NTZ, Jahrg. 8 (1955), Heft 11

B. BECKMANN
B. LENHART
und K. VOGT

Ein Gerät zur Beobachtung der Rückstreuung von Funkwellen
aus Fernmelde-Praxis 1955, Nr. 213

J. MÜLLER

Stand der Normung von Prüf- und Meßverfahren für die Fernseh-Übertragungstechnik
aus „Techn. Hausmitteilungen NWDR" (1955), Heft 11/12

B. BECKMANN
und MENZEL

Funkwetterprognose
aus Jahrbuch des elektr. Fernmeldewesens v. Prof. Gladenbeck, Jahrg. 8 (1954/55)

P. DEHMELT
E. FROMMER
und W. KRONJÄGER

Messungen an Funkempfängern I
aus Archiv f. techn. Messen, 1955

FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT
Jahrgang 7 · Heft 2 · Februar 1954

Entwicklung eines Gerätes zur Impulsverbesserung bei Fernsehsignalen

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt

Von **K. H. Vogt**

Mit 7 Bildern

DK 621.397.61

Herrn Prof. Dr. phil. Dr.-Ing. E. h. *H. Busch* zum 70. Geburtstag gewidmet

Es wird ein Gerät beschrieben, das eine Verbesserung der Synchronisierimpulse von Fernsehsignalen gestattet. Nach Auftrennung des Signalgemisches in Bildanteil und Synchronanteil erfolgt eine getrennte Verbesserung des Synchronanteils. Danach werden Bild- und Synchronanteil wieder zusammengesetzt.

An equipment is described that permits an improvement of the synchronising impulses of television signals. After separation of the signalling composition into image part and synchronization part a separate improvement of the synchronising part is reached. Thereafter image and synchronising parts are composed again.

L'auteur décrit un appareil qui permet un perfectionnement des impulsions de synchronisation de signaux télévisuels. Après la séparation du mélange de signaux en partie d'image et partie synchronisante une amélioration séparée de la partie synchronisante a lieu. Après cela la partie d'image et la partie synchronisante sont composées de nouveau.

Beim Fernsehweitverkehr über Richtfunkverbindungen oder Kabel treten leicht Verformungen der Synchronisierimpulse auf. Die häufigsten Erscheinungen sind: schwankende Impulsgröße, Überschwingen des Bildinhalts in den Synchronanteil, Schiefstehen oder Verbiegungen der Schwarzschultern u. ä. Mit dem nachstehend beschriebenen Impulsverbesserungsgerät lassen sich diese Mängel sehr weitgehend beseitigen. Das Gerät wurde als Diplomarbeit der Technischen Hochschule Darmstadt im Fernmeldetechnischen Zentralamt entwickelt. Es fußt auf amerikanischen Arbeiten der Jahre 1949—1952 [1, 2, 3], weist jedoch gegenüber diesen einige wesentliche Verbesserungen (wie z. B. Schwarzabhebung) auf. Das Labormuster wurde bei der Übertragung der Krönungsfeier aus London in Hinsbeck und später bei der Übertragung der Außenministerkonferenz aus Baden-Baden erfolgreich eingesetzt. Die endgültige Ausführung des Gerätes wird z. Z. auf der Fernsehrelaisstelle Höhbeck der Fernsehverbindung Berlin—Hamburg im praktischen Betrieb erprobt.

Kürzlich hat *G. Dröscher* (Nordwestdeutscher Rundfunk) ein ähnliches Gerät beschrieben [4], dem jedoch gegenüber dem nachstehend beschriebenen noch gewisse Mängel anhaften.

Die Anlage ist in zwei Kästen mit den Ausmaßen 45 × 25 × 25 cm und 30 × 25 × 25 cm untergebracht (Bild 1). Beide Kästen sind mit einem unverwechselbaren Vielfachkabel verbunden. Eingang und Ausgang des Gerätes sind für den Anschluß an 75-Ohm-Koaxialkabel ausgelegt. Der Eingang und die zwei getrennten Ausgänge haben je zwei Parallelbuchsen zum Anschluß eines Kontrolloszillographen.

Das Gerät umfaßt elektrisch vier Hauptteile:

1. Bildkanal,
2. Impulskanal,
3. Schwarzabhebung,
4. Netzgerät.

Das Blockschaltbild geht aus Bild 2 hervor. Das videofrequente Eingangssignal gelangt über den Eingangsregler zu zwei Breitbandverstärkerstufen Rö 1 und Rö 2, die es auf etwa 5 V_{ss} verstärken. Die Abtrennstufe Rö 3 nimmt die Abtrennung der Synchronisier-

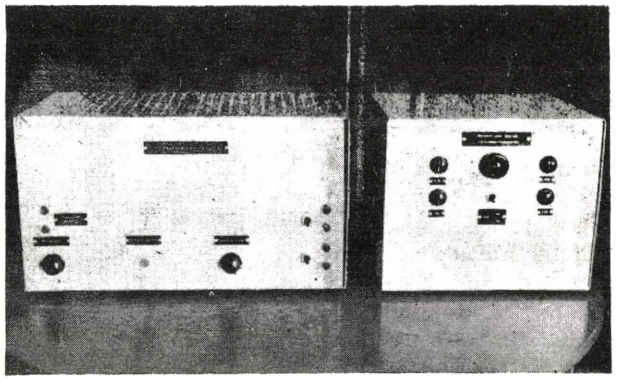


Bild 1. Ansicht des Gerätes

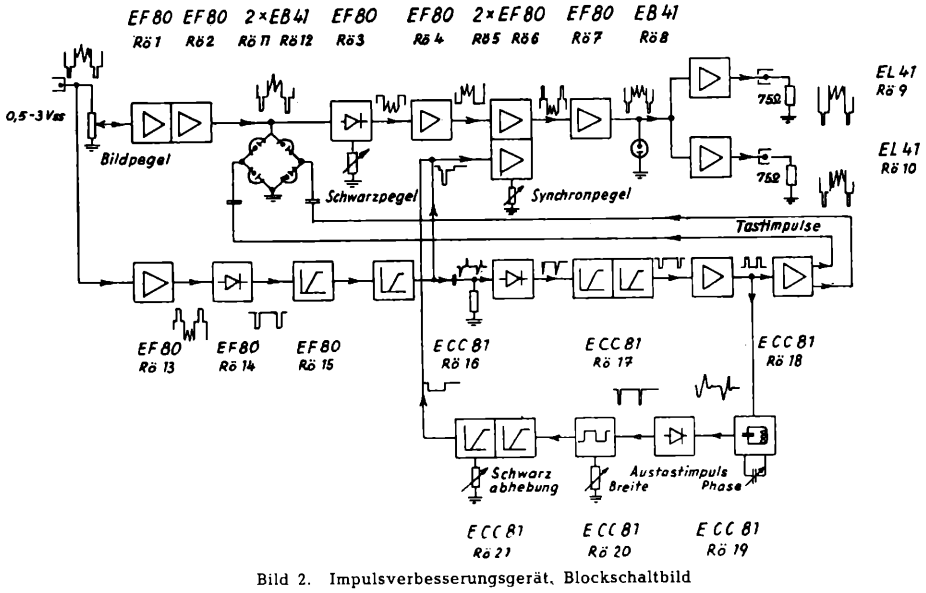


Bild 2. Impulsverbesserungsgerät, Blockschaltbild

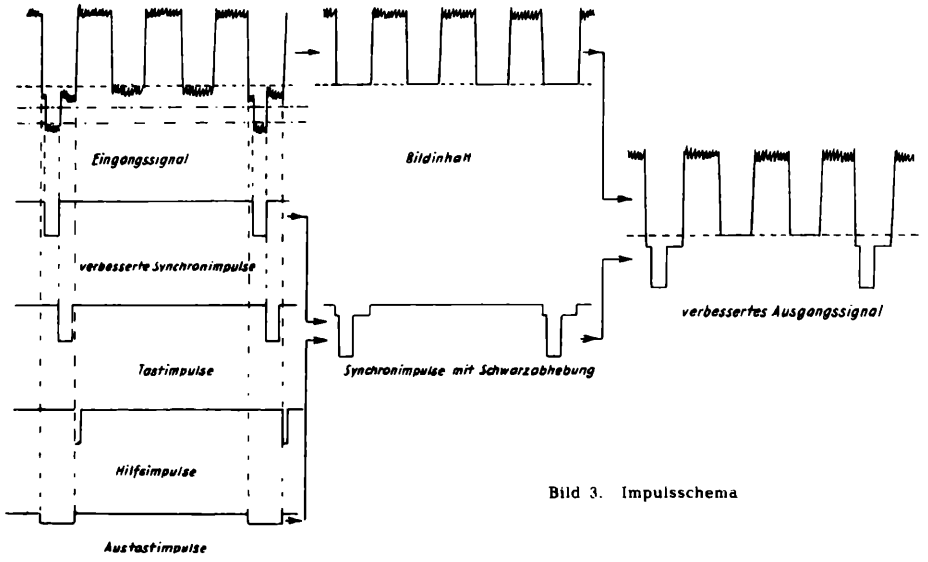


Bild 3. Impulsschema

impulse vom Bildinhalt vor (vergleiche Impulsschema Bild 3). Diese Abtrennung muß genau in Höhe des Schwarzpegels erfolgen. Durch die getastete Schwarzsteuerung Rö 11, Rö 12 im Gitterkreis von Rö 3 bleiben die Schwarzschultern, unabhängig von der Größe von Eingangssignal und Bildinhalt, immer fest auf einem bestimmten Potential. Eine Diodenanordnung im Anodenkreis Rö 3 kann daher immer bei dem Signalwert Schwarz Bildinhalt und Synchronimpulse trennen (ohne daß nichtlineare Verzerrungen im Bildinhalt auftreten). Das Bildsignal erreicht über eine Phasenumkehrstufe Rö 4 die Mischstufe Rö 5 und Rö 6 (gemeinsamer Anodenwiderstand), in der es mit dem verbesserten Synchrongemisch wieder zusammengesetzt wird. Die folgende Treiberröhre Rö 7 liefert die Steuerspannung für die Kathodenverstärker Rö 9 und Rö 10, die das Gesamtsignal auf zwei Kabel geben.

Die Eingangsröhre des Impulskanals, Rö 13, eine Breitbandverstärkerstufe mit hohem Verstärkungsfaktor (V = 55) erhält die volle Signalspannung des Eingangs. Das verstärkte Signalgemisch (20 V_{ss}) hat negative Polarität (Impulse positiv), so daß das Audion Rö 14 die Impulse von dem Bildinhalt abtrennt und allein weitergibt. Die folgenden Begrenzerstufen Rö 15 und ½ Rö 16 säubern den Impulsboden und versteilern die Flanken. Die sauberen Impulse werden der Mischstufe Rö 6 zugeführt.

Durch Differenzieren der negativen Zeilenimpulse und Abschneiden der dabei auftretenden negativen Impulse in Rö 16 (zweite Hälfte) werden die Tastimpulse für die getastete Schwarzsteuerung erzeugt, die in Rö 17 beschnitten und bezüglich der Flankensteilheit verbessert werden. Röhre 18 erzeugt zwei gegenphasige Impulse für die Tastung der Schwarzsteuerung.

Aus den Tast-Impulsen wird weiterhin in Rö 19 ein um etwa 5 µsec (= Breite der hinteren Schwarzschulter) verzögerter Hilfsimpuls erzeugt. Dieser Hilfsimpuls steuert einen Rechteckgenerator Rö 20, der den „Austastimpuls" gemäß Bild 3 erzeugt. Rö 21 beschneidet den Austastimpuls und versteilert seine Flanken. Dieser „Austastimpuls" wird mit dem Synchronisierimpuls gemischt und dient dazu, den Schwarzpegel des Bildsignals um 5 bis 10 % von den Schwarzschultern abzuheben. Dadurch wird erreicht, daß das unvermeidliche Überschwingen des Bildsignals nach unten nicht in den Bereich des Synchronisiersignals hinführt, so daß Störungen der Synchronisierung mit Sicherheit vermieden werden. Außerdem ermöglicht die „Schwarzabhebung", daß bei der nächsten Impulsverbesserung die Schwarzschultern wiederum mit abgeschnitten werden können, ohne daß dabei etwas vom Bildsignal mit abgeschnitten wird. Die Ausgangsschaltung von Rö 21 erlaubt, die Höhe der Schwarzabhebung beliebig einzustellen. Synchronimpuls und Austastimpuls werden gemeinsam der Mischstufe Rö 6 zugeführt.

Das Netzgerät enthält neben den üblichen Transformatoren, Gleichrichtern und Siebketten zwei elektronische Stabilisierungskreise für + 225 V und + 145 V, die die Betriebsspannungen gut konstant halten. Da die Trennröhre Rö 3 gegen Spannungsschwankungen sehr empfindlich ist, wurde ihre Schirmgitterspannung durch einen Glimmlichtstabilisator noch besonders stabilisiert.

Die Leistungen dieses Gerätes übertrafen die gestellten Anforderungen und Erwartungen. Es arbeitet bei einer Eingangsspannung von 0,5 V_{ss} an 75 Ohm bereits zufriedenstellend, wobei der Synchronanteil bis auf 10 bis 12 % absinken darf. Die Ausgangsspannung beträgt normal 1,5 V_{ss} an 75 Ohm, kann jedoch bis auf 2,5 V_{ss} erhöht werden. Dabei können Synchronanteil, Schwarzabhebung und Bildanteil unabhängig voneinander in beliebiger Größe eingestellt werden, d. h. es kann z. B., wenn erforderlich, ein Signalgemisch mit statt 27 % mit 35 % (oder auch mehr) Synchronisierimpulsanteil abgegeben werden und umgekehrt. Der eingestellte Wert der Synchronisierimpulse und Schwarzabhebung ist völlig unabhängig von Schwankungen des Eingangssignals oder des Bildinhalts. Die Anstiegszeit der Synchronisierimpulse ist immer kleiner als 0,1 µsec. Die Lage des Abschneidpunktes ist völlig unabhängig vom Bildinhalt und vom Eingangssignal. Durch die Abschneidvorrichtung werden auch Überschwinger aus dem Bildinhalt in den Synchronisierbereich beseitigt. Weiterhin wird dabei das Schiefstehen der Schwarzschultern beseitigt, da die alten verbogenen Schwarzschultern mit abgeschnitten und durch neue ersetzt werden. Als Beispiel für die Güte des Gerätes seien zwei Oszillogramme gezeigt, von denen Bild 4 das Eingangssignal, ein drahtloses Empfangsbild des Fernsehsenders Weinbiet, und Bild 5 das verbesserte Ausgangssignal zeigt.

Bild 6 und 7 zeigen zwei Oszillogramme, die mit einem ähnlichen Gerät während der Übertragung der englischen Krönungsfeier in Hinsbeck an der holländischen Grenze erhalten wurden. Hier wurden die ankommenden Synchronisierimpulse gänzlich durch neue ersetzt. Zu deren Erzeugung diente dabei ein vollständiger Studio-Taktgeber, dessen Muttergenerator durch eine Phasenregelung synchron zu den ankommenden Synchronisierimpulsen gehalten wurde. Bei diesem Ver-

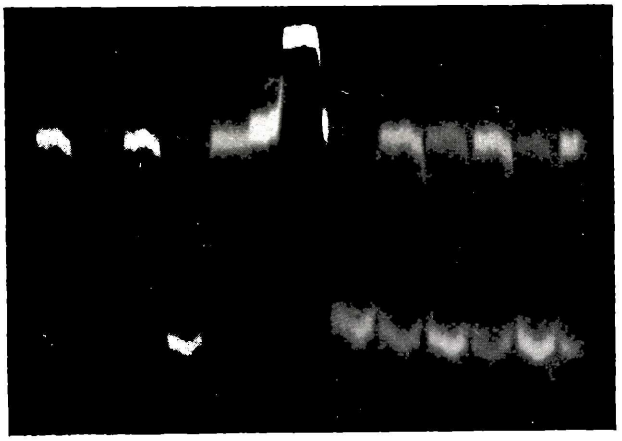


Bild 4. Eingangssignal vor Impulsverbesserung

Bild 6. Eingangssignal vor Impulsverbesserung

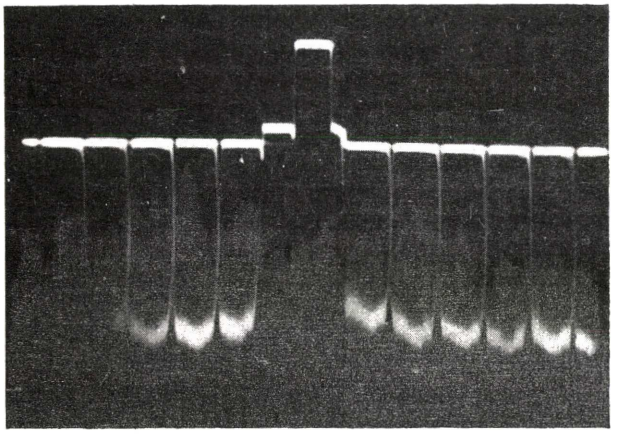


Bild 5. Ausgangssignal nach Impulsverbesserung

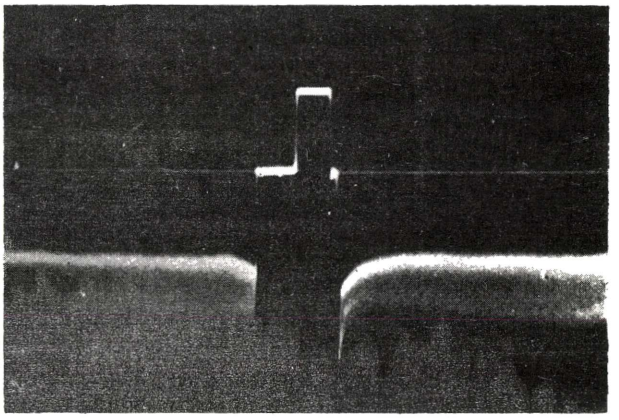


Bild 7. Ausgangssignal nach Impulsverbesserung

fahren werden Störimpulse, die dem ankommenden Signal überlagert sind, sehr weitgehend unschädlich gemacht. Außerdem kann ein nicht normgerechtes Synchronisiersignal normgerecht gemacht werden. Dafür ist aber auch der Röhrenaufwand erheblich (etwa 250 Röhren), und der Betrieb erfordert ununterbrochen Beobachtung des Kontrollbildes durch das Bedienungspersonal, weil die Phasenlage der Synchronimpulse laufend überwacht werden muß.

Man kann hoffen, daß das oben beschriebene Impulsverbesserungsverfahren in der Praxis sich als ausreichend erweist. Um eine größere Sicherheit gegen das Überschwingen zu erhalten, das durch die steilen Vorderflanken der Austastlücken entsteht, ist vorgesehen, die vordere Schwarzschulter durch entsprechende Veränderung des Austastimpulses um den Betrag der „Schwarzabhebung" mit abzuheben.

Schrifttumsverzeichnis

[1] Electronics (Febr. 1950), S. 86—88.
[2] Electronics (Aug. 1952), S. 130—133.
[3] Broadcast News 49.
[4] Technische Hausmitteilungen des NWDR (1950), Nr. 7/8.

(Eingeg. 21. November 1953)

Über ein Verfahren zur Entzerrung von Fernseh-Übertragungen durch willkürlich zugesetzte Echos*)

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Von **J. Müller**, Darmstadt

Mit 11 Bildern

DK 621.397.8

Nach einem kurzen Überblick über das Prinzip und die praktischen Möglichkeiten einer direkten Signalentzerrung wird eine Einrichtung beschrieben, mit der es möglich ist, durch Hinzufügen geeigneter Echos kleiner Laufzeit den Einschwingvorgang eines Systems im Bereich bis zu 0,5 µs zu korrigieren und dadurch die Bildgüte bei Fernseh-Übertragungen zu verbessern.

After a short summary on the principle and the practical possibilities of a direct signal equalization an equipment is described making it possible, by adding adequate echoes of short delay, to correct the transient response of a system in the range up to 0,5 µs and in this way to improve the picture quality at television transmissions.

Après un court sommaire sur le principe et les possibilité pratiques d'une compensation de distorsion directe de signaux, une installation est décrite par laquelle il est possible de corriger le régime transitoire d'un système dans la gamme jusqu'à 0,5 µs par l'addition de propres échos d'un court temps de propagation et d'améliorer de cette façon la qualité de l'image lors des transmissions de télevision.

Einleitung

Bei der Übertragung von Fernseh-Signalen über weite Entfernungen hat sich gezeigt, daß die übertragene Bildqualität nicht immer ausreicht und eine nachträgliche Entzerrung des Übertragungsweges durchgeführt werden muß. Aus betriebsmäßigen Gründen ist es zweckmäßig, die Entzerrung nicht in der Übertragungsanlage selbst, sondern durch einen zusätzlichen Entzerrer vorzunehmen, der in den Übertragungsweg als selbständiger Vierpol eingeschaltet werden kann und möglichst einfach zu bedienen ist. Es genügt im allgemeinen die Schwarz-Weiß-Kante hinsichtlich Plastik, Verschmierungen und Steilheit zu verbessern, d. h. den Einschwingvorgang eines Spannungssprunges für den Zeitbereich bis zu etwa 0,5 µs zu korrigieren.

Für die Entzerrung selbst kommen dabei zwei grundsätzlich verschiedene Verfahren in Frage:

1. durch in Reihe geschaltete Vierpole, mit denen man den Dämpfungs- und Phasengang getrennt voneinander verändern kann.

Diese Methode setzt jedoch eine genaue Kenntnis des zu entzerrenden Amplituden- und Phasenverlaufes voraus, um danach die Entzerrungsglieder berechnen und einsetzen zu können. Die damit verbundenen Arbeiten können aber vom normalen Betriebspersonal nicht durchgeführt werden. Sie sind auch viel zu zeitraubend, vor allen Dingen dann, wenn es sich bei einer schnell zu erstellenden Verbindung um die Entzerrung von mehreren hintereinandergeschalteten Übertragungssystemen handelt.

2. Durch direkte Entzerrung des Signals selbst.

Ohne daß der Amplituden- und Phasengang des zu entzerrenden Systems bekannt zu sein braucht, entzerrt man hier die Empfangsfunktion durch Hinzufügen von Zusatzsignalen, die vom Hauptsignal abgeleitet werden und nach Laufzeit, Polarität und Größe veränderbar sind. Man verbessert dadurch gleichzeitig den Dämpfungs- und Phasenverlauf. Da es sich also hier um eine Entzerrung der Zeitfunktion handelt, werden derartige Entzerrer in der englischen und amerikanischen Literatur auch als „time-equalizer" bezeichnet.

Prinzip der Signalentzerrung

Gibt man einen idealen Spannungssprung auf einen Vierpol, der den Frequenzbereich bis zur oberen Frequenz f_0 überträgt, so ergebe sich ein Einschwingvorgang $F(t)$ nach Bild 1. Diese Empfangsfunktion kann man sich näherungsweise aus einer Anzahl von Sprungfunktionen zusammengesetzt denken, die in gleich kleinen Zeitabständen τ aufeinander folgen, aber nach Amplitude (a_n) und Polarität verschieden sind. Diese näherungsweise Betrachtung wird um so genauer, je kleiner der zeitliche Abstand τ zwischen zwei Sprüngen ist. (Nach *Shannon* ist eine beliebige Zeitfunktion bereits exakt durch eine Summe von $\frac{\sin x}{x}$ Funktionen gegeben, wenn ihre zeitliche Aufeinanderfolge $\tau \leqq \frac{1}{2 \cdot f_0}$ ist.) Wenn man also die Möglichkeit hat, Sprungfunktionen, die nach Amplitude und Polarität beliebig veränderbar sind, in zeitlicher Aufeinanderfolge von $\tau = \frac{1}{2 \cdot f_0}$ zusammenzusetzen, so hat man sich damit einen „Ersatz-Vierpol" geschaffen, der es gestattet, die Empfangsfunktion in Bild 1 synthetisch nachzubilden. Man kann aber ebenso auch diesem Ersatzvierpol die Übertragungseigenschaften verleihen,

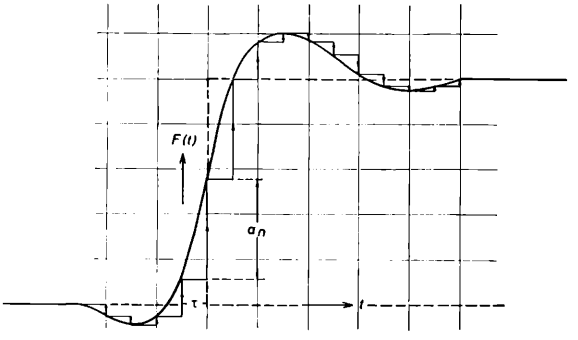


Bild 1. Näherungsweise Darstellung eines Einschwingvorganges durch eine Summe von Sprungfunktionen

die den in Bild 1 dargestellten Einschwingvorgang — natürlich nur in den bis zur oberen Frequenzgrenze f_0 liegenden Möglichkeiten — beliebig verformen und auch entzerren.

Grundlegende theoretische Arbeiten in dieser Richtung sind bereits vor 13 Jahren von *Strecker* [1], *Wheeler* [2] und *Kallmann* [3] durchgeführt worden.

Es sollen kurz zwei Ausführungsformen für die Durchführung dieses Prinzips beschrieben werden:

1. Durch Anzapfen einer Laufzeitkette, in die das zu entzerrende Signal hineingegeben wird, die aber am Ende *reflexionsfrei* abgeschlossen ist.

*) Vorgetragen auf der Tagung der Fernmeldetechn. Gesellschaft am 1. 10. 1953

2. Durch Erzeugung wirklicher Echos mit Hilfe fehlangepaßter Laufzeitketten.

Zu 1. Die erste Methode geht auf ein Patent von *Kallmann, Blumlein* und *Percival* zurück und wurde von *J. M. Linke* [4] verwendet. Die in Bild 2 im Blockschaltbild dargestellte Laufzeitkette ist am Ende mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen und besitzt entsprechend dem 405-Zeilensystem Abgriffe in regelmäßigen Zeitabständen von $\frac{1}{2 f_0} = 0{,}167\ \mu s$. Die an den einzelnen Abgriffen abnehmbaren Zusatzsignale sind nach Polarität und Größe bis zu 50 % des Hauptsignals beliebig einstellbar und werden diesem überlagert. Die gesamte Laufzeitkette ist für eine Verzögerung von 3 µs ausgelegt. Das Hauptsignal selbst wird um etwa 1 µs verzögert, so daß man es für den Bereich von 1 µs

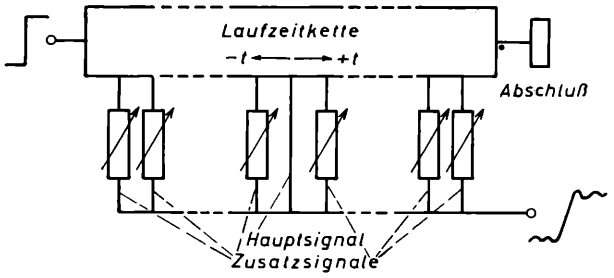


Bild 2. Prinzip eines „time-equalizers" mit angezapfter, reflexionsfrei abgeschlossener Laufzeitkette

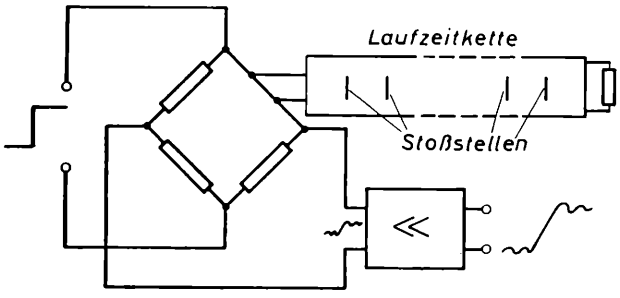


Bild 3. Anordnung zur Erzeugung von Echos verschiedener Laufzeit und Größe nach *Levy*

vorher und 2 µs nachher entzerren kann. Dieses Prinzip kommt dem Gedankenexperiment am nächsten; die experimentelle Ausführung jedoch erfordert einigen Aufwand, denn man muß dafür sorgen, daß die einzelnen Teilsignale voneinander unabhängig sind und daß unerwünschte Reflexionen möglichst unterdrückt werden.

Zu 2. Bei der Echomethode erzeugt man die einzelnen Teilsignale und damit die erforderliche Signalentzerrung durch echte Reflexionen. *Levy* [5] benutzt eine Brückenschaltung (Bild 3), bei der die Laufzeitkette in einem Brückenzweig liegt. Ist die Laufzeitkette in sich abgeglichen und richtig abgeschlossen, so ist die Brücke im Gleichgewicht; das Ausgangssignal ist dann gleich Null. Durch Fehlanpassungen an verschiedenen Stellen der Kette kann man eine zeitliche Folge von Reflexionen erzeugen, deren Summe dann angenähert das gewünschte Signal ergibt. Die Fehlanpassungen werden dadurch erreicht, daß man die Querkapazitäten der einzelnen Kettenglieder in gewissen Grenzen beliebig ändern kann. Die erzeugten einzelnen Echos müssen jedoch in ihrer Stärke so klein gehalten werden, daß die auftretenden Mehrfachreflexionen zu vernachlässigen sind. Eine Nachverstärkung des so entzerrten Signals ist natürlich unbedingt erforderlich.

Strecker [1] und *Espley* [6] haben gezeigt, daß man einen Vierpol hinsichtlich seiner Übertragungseigenschaften theoretisch exakt durch ein „Echo-Netzwerk" nachbilden kann. Damit ist auch die Möglichkeit gegeben, durch ein inverses Echonetzwerk den ursprünglichen Vierpol ideal zu entzerren. Außerdem hat *Espley* eine Schaltung angegeben, wie sich die in der Anordnung von *Levy* auftretenden Mehrfachreflexionen vermeiden lassen; allerdings sind dann die einzelnen Echos nicht mehr unabhängig voneinander. Es gibt heute auch schon praktische Verfahren, die, wie *Strecker* bereits angegeben hat, als Zusatzsignal für die Entzerrung nicht das ursprüngliche Signal selbst, also sein Echo, sondern seine Ableitung bzw. sein Integral verwenden [7].

Die verwendete Entzerrungseinrichtung

Der im Fernmeldetechnischen Zentralamt entwickelte Signalentzerrer soll, wie anfangs erwähnt, das Signal nicht vollständig — etwa bis zur Erreichung eines möglichst idealen Tiefpaßsystems (Integralsinus) entzerren —, sondern den Einschwingvorgang eines Fernseh-Übertragungssystems nur soweit verbessern, daß starkes Überschwingen oder Verschmieren (schleichende Übergänge an den Schwarz-Weiß-Kanten) auf das zulässige Maß heruntergedrückt werden. Es wird hierbei das Reflexionsprinzip angewandt. Mit Hilfe von 4 Echos, die dem Hauptsignal in zeitlichen Abständen von je 0,1 µs folgen und nach Polarität und Größe veränderbar sind, kann dann der Einschwingvorgang im Bereich von 0 bis 0,4 µs hinreichend entzerrt werden. Eine Entzerrung vor Eintreffen des Hauptsignals (Vorläufer) ist in der verwendeten Schaltung nicht möglich, da das Hauptsignal selbst nicht verzögert wird. Die Einrichtung (Bild 4) besteht im Prinzip aus einem Verstärker, dessen Anodenwiderstand unterteilt ist. Jeder Teilwiderstand bildet dann den vorderen Abschluß einer Laufzeitkette L und ist ihrem Wellenwiderstand Z_0 angepaßt,

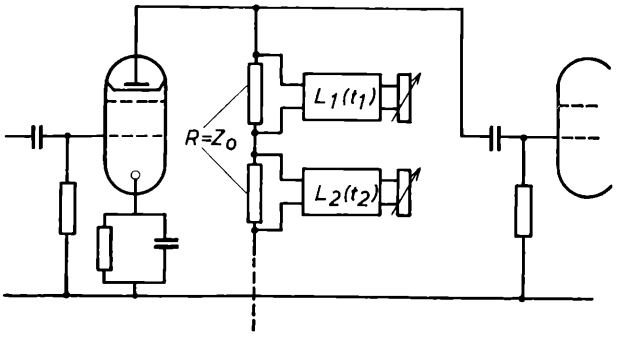


Bild 4. Prinzipschaltbild der verwendeten Entzerrungseinrichtung

um Mehrfachreflexionen zu vermeiden. Die Laufzeitkette selbst ist am hinteren Ende mit einem veränderbaren reellen Widerstand abgeschlossen, so daß man durch Über- oder Unteranpassung positive oder negative Echos erzeugen kann. Die größte erreichbare Amplitude der erzeugten Reflexionen hängt von der Aufteilung des Anodenwiderstandes in Teilwiderstände ab.

Als Verzögerungsleitung benutzt man im allgemeinen speziell entwickelte Laufzeitketten, deren einzelne Glieder aus diskret oder kontinuierlich verteilten Kapazitäten und Induktivitäten bestehen. Da die Arbeiten auf

diesem Gebiet aber noch im Gange sind, wurden die ersten Versuche der Einfachheit halber mit normalem amerikanischen Laufzeitkabel (RG 65 U) (Wellenwiderstand 950 Ohm, Laufzeitkonstante 0,14 µs/m) durchgeführt. Für eine Reflexion von 0,1 µs war also etwa eine Länge von 35 cm erforderlich. Der Dämpfungs- und Phasenverlauf des verwendeten Laufzeitkabels im Videobereich liegt verhältnismäßig günstig, so daß bei den kurzen verwendeten Längen keine wesentlichen Signalverformungen auftreten. Der Abschluß der Verzögerungsleitung durch einen rein ohmschen Widerstand ist natürlich nicht optimal, aber für die ersten Versuche hinreichend. Bild 5 zeigt ein Rechteckwellenoszillogramm des Entzerrers mit vier Reflexionsleitungen, wenn die Abschlußwiderstände dem Wellenwiderstand angepaßt sind (Nullstellung des Entzerrers). Die

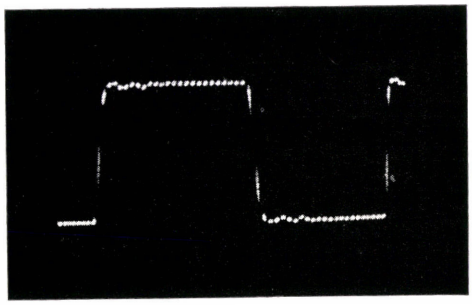


Bild 5. Rechteckwellen-Oszillogramm des Entzerrers bei „Nullstellung" (Zeitmarkierung 0,04 µs)

Anstiegszeit ist dabei $< 0{,}08$ µs und die Welligkeit etwa ± 2 %; die Anstiegszeit der Prüfapparatur — Rechteckwellengenerator und Breitbandoszillograph im Kurzschluß — betrug 0,06 µs. Die Zeitmarkierung ist durch Helligkeitssteuerung mit 25 MHz (0,04 µs) gegeben.
Der gesamte Entzerrungsvierpol besteht aus zwei Verstärker- und einer Kathodenstufe. Sein Verstärkungsgrad ist einstellbar zwischen 0 und 2, so daß er zwischen zwei Übertragungssysteme, die im Videoband arbeiten, eingesetzt werden kann.

Theoretische Betrachtungen

Bevor auf die praktischen Entzerrungsversuche eingegangen wird, soll an Hand einiger berechneter Beispiele gezeigt werden,
1. wie sich positive und negative Reflexionen kleiner Laufzeit auf den Einschwingvorgang auswirken, wenn man nicht den idealen Spannungssprung, sondern eine Sprungkennlinie zugrunde legt, die ein *Gauß*sches Fehlerkurven-System erzeugt.
2. wie ein Einschwingvorgang mit etwa 20 % Überschwingen durch zwei Reflexionen verbessert werden kann, und wie sich diese auf den dazugehörigen Amplituden- und Phasengang auswirken.
Zu 1. In Bild 6 a sind die Einschwingvorgänge $e\,(t)$ dargestellt, die sich ergeben, wenn sich der Sendefunktion $s\,(t)$ eine negative Reflexion $-rs\,(t-t_e)$ von 20 % ($r = 0{,}2$) mit einer Laufzeit t_e von 0; 0,05; 0,1; 0,15 und 0,2 µs überlagern. $s\,(t)$ entspricht in ihrem Verlauf einem Fehlerkurvenintegral und soll von 10 % auf 90 % eine Anstiegszeit von 0,1 µs haben. Aus der Form der sich ergebenden Einschwingvorgänge $e\,(t) = s\,(t) - rs\,(t-t_e)$ kann man folgende Schlüsse ziehen:

a) Eine negative Reflexion kleiner Laufzeit erzeugt ein Überschwingen, dessen Größe nicht nur von der Echoamplitude, sondern auch von der Laufzeit abhängig ist.

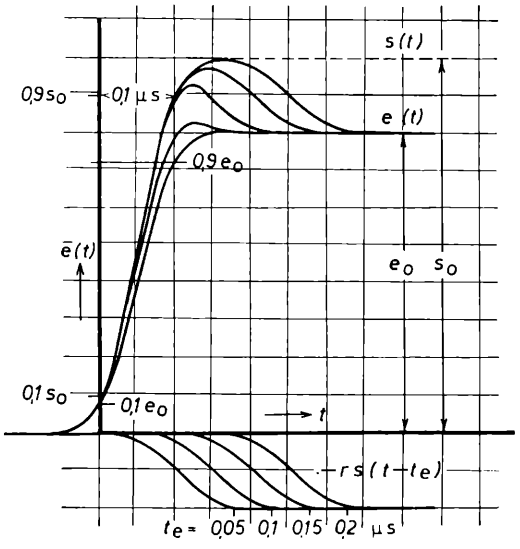


Bild 6 a. Durch negative Reflexionen erzeugte Einschwingvorgänge

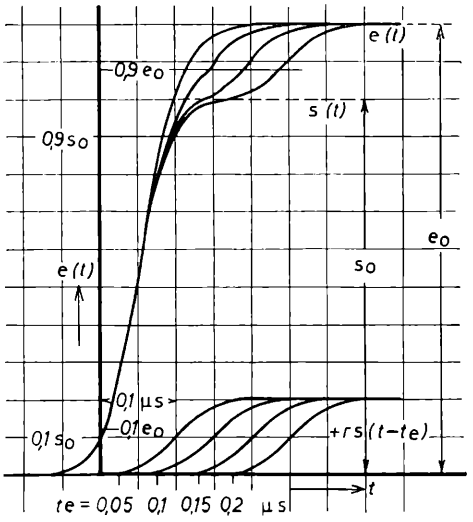


Bild 6 b. Durch positive Reflexionen erzeugte Einschwingvorgänge

b) Die Anstiegszeit des Einschwingsvorganges — natürlich wieder von 10 % auf 90 % des eingeschwungenen Zustandes gemessen — verringert sich mit wachsendem Überschwingen. Man kann also mit Hilfe von negativen Reflexionen kurzer Laufzeit die Anstiegszeit von Übertragungssystemen verbessern, wenn man genügend Verstärkungsreserve hat.

c) Zu starkes Überschwingen kann bei geeigneter Form durch positive Echos heruntergedrückt werden, wobei die Anstiegszeit natürlich um einen gewissen Betrag ansteigt.

Bild 6 b zeigt unter denselben Voraussetzungen die Einschwingvorgänge $e\,(t) = s\,(t) + rs\,(t-t_e)$, d. h. den Einfluß positiver Reflexionen. Hierzu kann folgendes gesagt werden:
Positive kurzzeitige Echos vergrößern die Anstiegszeit, vermindern also das Auflösungsvermögen und verursachen schließlich Verschmierungen der Schwarz-Weiß-Kanten. Man sollte Übertragungssysteme, die etwa die in Bild 6 b dargestellten Einschwingvorgänge hervorrufen, immer durch geeignete negative Reflexionen entzerren.

Zu 2. Im folgenden (Bild 7 a) ist ein spezieller Fall dargestellt, der zeigen soll, daß man mit Hilfe von zwei Reflexionen einen für ein FS-Übertragungssystem ungeeigneten Einschwingvorgang soweit entzerren kann, daß das verbleibende Überschwingen im Bilde nicht mehr stört und trotzdem das Auflösungsvermögen (Anstiegszeit von 10 % auf 90 %) erhalten bleibt.

Die zu entzerrende Zeitfunktion $s(t)$ entspricht dem Einschwingvorgang einer mit einer Serien-Induktivität überkompensierten Verstärkerstufe, wobei in der Formel $L = n R_a^2 C_a$ $n = 0{,}75$ ist (R_a = Anodenwiderstand, C_a = schädliche Anodenkapazität). Der Zeitmaßstab ist so gewählt, daß die Anstiegszeit etwa 0,1 µs beträgt. Durch eine negative und eine positive Reflexion von 20 % von 0,1 bzw. 0,2 µs Laufzeit ist es möglich, unter Beibehaltung der Anstiegszeit das Überschwingen der entzerrten Zeitfunktion $e(t)$ von 18 % auf etwa 9 % herunterzudrücken (lang gestrichelte Kurve). Die kurz gestrichelte Kurve soll zeigen, wie sich der Einschwingvorgang ändert, wenn die zweite Reflexion mit einer Laufzeit von 0,25 anstatt 0,2 µs angesetzt wird.

Es soll nun noch kurz gezeigt werden, wie sich durch die angegebene Reflexionsentzerrung der Amplituden- und Phasengang ändert.

Zu diesem Zweck nehme man an, daß die in Bild 4 angegebene Entzerrungseinrichtung bei „Nullstellung" für den verwendeten Übertragungsbereich weder Dämpfungs- noch Phasenverzerrungen aufweist, also den Übertragungsfaktor $A_r = A_0$ und die konstante Laufzeit t_0 besitzt. Wird die Entzerrung durch n Echos mit den Reflexionsfaktoren r_1, $r_2 \ldots r_n$ und den Laufzeiten t_1, $t_2 \ldots t_n$ erreicht, dann ist der komplexe Übertragungsfaktor des Entzerrers:

$$\mathfrak{A}_r = A_0 e^{-j\omega t_0} (1 + r_1 e^{-j\omega t_1} + \cdots r_n e^{-j\omega t_n}).$$

Hieraus ergibt sich für den Amplituden- und Phasengang unter der vereinfachenden Annahme, daß $r \ll 1$ ist [8]

$$A_r = A_0 (1 + r_1 \cos\omega t_1 + \cdots + r_n \cos\omega t_n),$$
$$\varphi_r = \omega t_0 + r_1 \sin\omega t_1 + \cdots + r_n \sin\omega t_n$$

und für die Gruppenlaufzeit:

$$\vartheta_r = t_0 + r_1 t_1 \cos\omega t_1 + \cdots + r_n t_n \cos\omega t_n.$$

Ist $\mathfrak{A}$ mit A, φ und ϑ der bekannte Übertragungsfaktor des zu entzerrenden Systems, dann ergibt sich für das entzerrte Gesamtsystem mit dem komplexen Übertragungsfaktor $\mathfrak{A}_e$ $\mathfrak{A}_e = \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{A}_r$ oder:

$$A_e = A \cdot A_r, \quad \varphi_e = \varphi + \varphi_r, \quad \vartheta_e = \vartheta + \vartheta_r.$$

Auf diese Weise sind die in Bild 7 b und c eingezeichneten Amplituden- und Laufzeitkurven berechnet worden; sie gehören zu den Einschwingvorgängen in Bild 7 a. Die Reflexionen sind durch die Größen gegeben:

$$r_1 = -0{,}2;\ t_1 = 0{,}1\ \mu s \text{ und } r_2 = +0{,}2;\ t_2 = 0{,}2\ \mu s.$$

Die Rechnung ist bei den verhältnismäßig hohen Werten für r natürlich nur als Näherung anzusehen. Bei dem Amplitudengang in Bild 7 b erkennt man aber deutlich, wie die bei der Frequenz von 1,8 MHz ursprünglich vorhandene Resonanzstelle zugunsten einer Anhebung im Frequenzbereich von 4 bis 6 MHz zurückgegangen ist. Auch die Gruppenlaufzeitkurve hat sich verbessert, insofern als die maximale Schwankung sich von 0,11 auf 0,065 µs vermindert hat.

Wenn auch die angegebenen theoretischen Betrachtungen sich nur auf spezielle Fälle beziehen und auch nur eine Näherung darstellen, so geben sie doch wegen ihrer Einfachheit einen sehr guten Überblick über die möglichen Verbesserungen von Amplituden- und Phasengang.

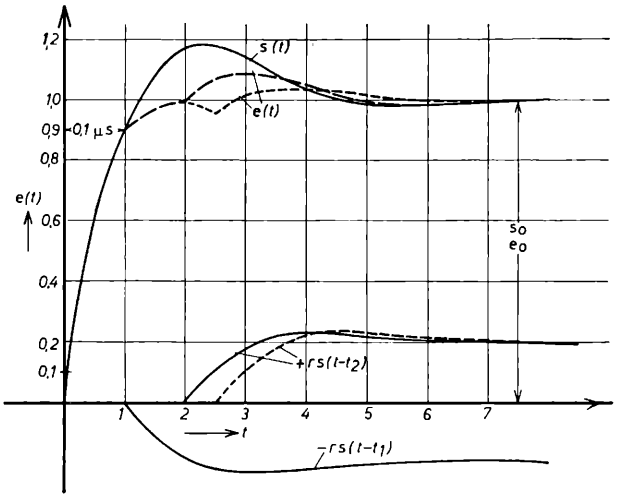


Bild 7 a. Verbesserung des Einschwingvorganges einer L-überkompensierten Verstärkerstufe durch zwei Reflexionen

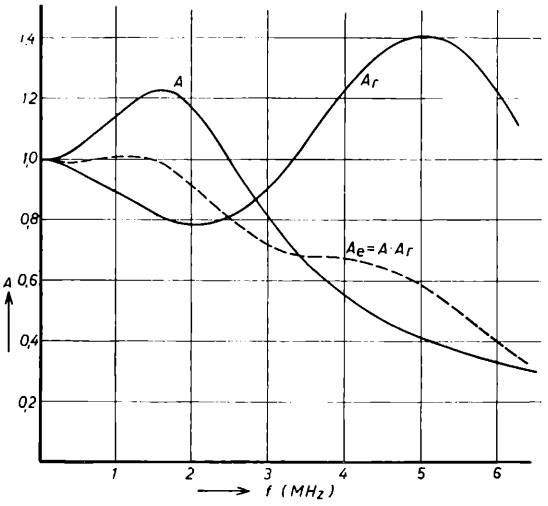


Bild 7 b. Die zu $s(t)$ und $e(t)$ (Bild 7 a) gehörigen Amplitudengänge A vor der Entzerrung; A_e nach der Entzerrung; A_r des Entzerrers

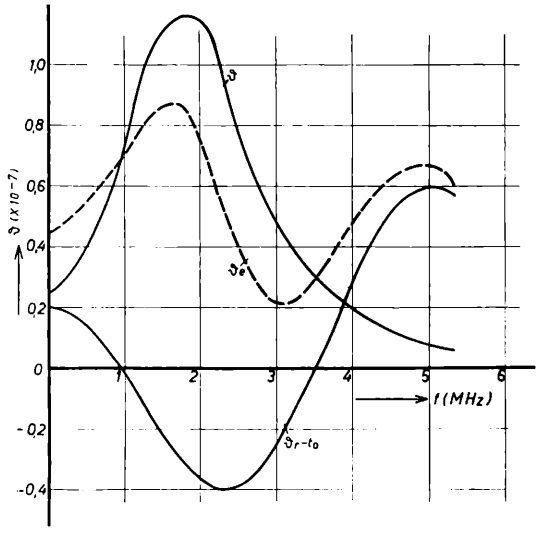


Bild 7 c. Die zu A, A_e und A_r (Bild 7 b) gehörigen Gruppenlaufzeitkurven

Praktische Meßergebnisse

Die praktische Durchführung einer Entzerrung mit dem beschriebenen Echo-Entzerrer ist sehr einfach.

Nachdem man sich mit Hilfe von Rechteckwellengenerator und Breitbandoszillograph einen Überblick über den Einschwingvorgang des zu entzerrenden Vierpols verschafft hat, schaltet man zwischen diesem und dem Oszillographen den Entzerrer und verändert die Abschlußwiderstände der verschiedenen Reflexionsleitungen so lange, bis der angezeigte Einschwingvorgang bezüglich Anstiegszeit, Überschwingen usw. ein Optimum darstellt. Man wird natürlich nicht wahllos an allen Knöpfen gleichzeitig drehen, sondern auf Grund der Beobachtung des zu entzerrenden Einschwingvorganges bei der Einstellung der Abschlußwiderstände systematisch vorgehen. Da es sich bei der angegebenen Versuchseinrichtung um nur vier Reflexionen mit den Laufzeiten von etwa 0,1; 0,2; 0,3 und 0,4 µs handelt, kann der Abgleich auf das Optimum in kürzester Zeit — etwa 1 bis 2 Minuten — vorgenommen werden.

Um die Anwendungsmöglichkeiten des Entzerrers genauer untersuchen zu können, wurden die ersten Versuche im Labor mit Verzerrungssystemen, deren Übertragungseigenschaften bekannt waren, durchgeführt. Dabei wurde wieder als Prüfsignal eine einwandfreie Rechteckwelle geeigneter Frequenz verwendet.

Von den praktisch vorgenommenen Entzerrungsversuchen sollen hier nur die interessantesten erwähnt werden, bei denen es sich nicht um eine einfache Kompensation künstlich hervorgerufener Reflexionen handelt.

1. Im ersten Beispiel ist versucht worden, den im vorigen Abschnitt theoretisch behandelten Einschwingvorgang der mit einer Induktivität stark überkompensierten Verstärkerstufe (Anstiegszeit 0,1 µs, Überschwingen etwa 20 %) experimentell nachzubilden und durch zusätzliche Reflexionen zu entzerren.

Das Ergebnis zeigen die Oszillogramme Bild 8 a und b vor und nach der Entzerrung, während Bild 8 c den Einschwingvorgang des Entzerrers allein wiedergibt. Eine exakte Messung der Anstiegszeit vor und nach der Entzerrung hat ergeben, daß sie sich bei einem Rückgang des Überschwingens von 20 % auf etwa 2 % Welligkeit nur um 10 %, also von 0,1 auf 0,11 µs, vergrößert hat *). Will man das Überschwingen dagegen mit normalen Schaltmitteln — z. B. durch Verminderung der Serieninduktivität — herunterdrücken, muß man mit einer Vergrößerung der Anstiegszeit von 0,1 auf 0,14 µs rechnen und dabei noch ein Überschwingen von etwa 4 % in Kauf nehmen.

2. In dem folgenden Beispiel ist der Versuch gemacht worden, einen Einschwingvorgang, wie ihn ein Kabel-Übertragungssystem mit vielen hintereinandergeschalteten Verstärkern zeigen würde, zu entzerren. Als Ersatzvierpol wurde ein kommerzieller Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 4,5 MHz benutzt. Das hierzu gehörige Einschwingoszillogramm (Bild 9 a) zeigt eine maximale Welligkeit (Überschwingen + Unterschwingen) von 15 % und eine Anstiegszeit von 0,125 µs. Durch die Entzerrung (Bild 9 b) geht die Welligkeit auf 5 % zurück. Die Anstiegszeit steigt dabei auf 0,143 µs, also um

*) Mit Hilfe eines von der Fernseh GmbH. freundlicherweise zur Verfügung gestellten speziellen Meßgeräts konnte die Anstiegszeit mit einer Genauigkeit von $5 \cdot 10^{-9}$ s gemessen werden.

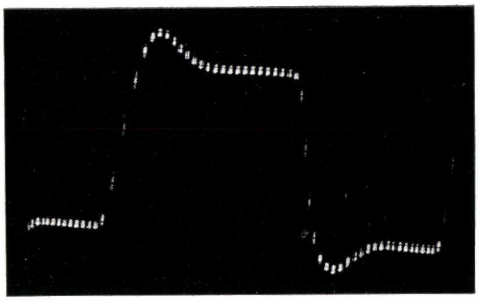


Bild 8 a. Einschwingvorgang mit starkem Überschwingen (20 %) vor der Entzerrung

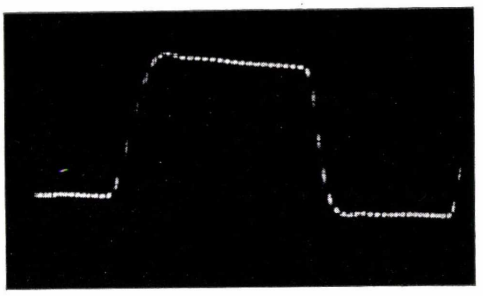


Bild 8 b. Wie Bild 8 a nach der Entzerrung

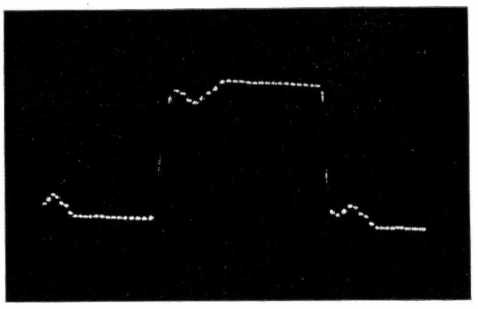


Bild 8 c. Einschwingvorgang des Entzerrers allein

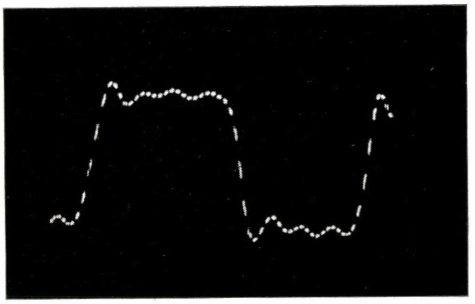


Bild 9 a. Einschwingvorgang eines Tiefpasses (Spulenleitung) mit einer Grenzfrequenz von 4,5 MHz vor der Entzerrung

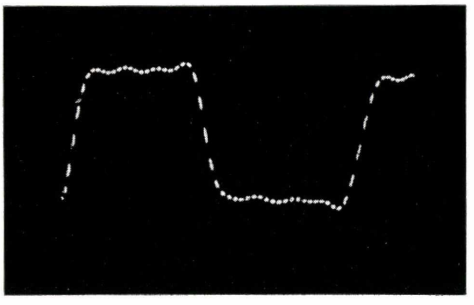


Bild 9 b. Wie Bild 9 a nach der Entzerrung

etwa 15 % an. Inwieweit man bei wirklichen Kabelleitungen auf diese Weise einen annehmbaren Kompromiß zwischen Überschwingen und Anstiegszeit erzielen kann, muß noch durch weitere Versuche geklärt werden.

3. Verwendet man als kurze Zubringerleitungen videofrequent betriebene Koaxialkabel, so treten je nach der Länge und Type des Kabels Verzerrungen auf, die sich im Verschleifen der Schwarz-Weiß-Kanten bemerkbar machen. Bild 10 a zeigt das Einschwingoszillogramm eines etwa 500 m langen 150-Ohm-Kabels (0,3/6), das zwischen Rechteckwellengenerator und Breitbandoszillograph geschaltet wurde. Derartige Verzerrungen lassen sich mit einigen zusätzlichen Reflexionen sehr gut beseitigen (Bild 10 b). Die Anstiegszeit von 10 % auf 90 %, die vor der Entzerrung mit 0,24 µs die Toleranzgrenze weit überschreitet, wird durch die Entzerrung auf etwa

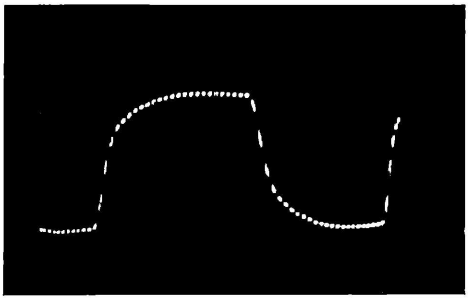


Bild 10 a. Einschwingvorgang einer 500 m langen Kabelleitung (150 Ohm 0,3/6) vor der Entzerrung

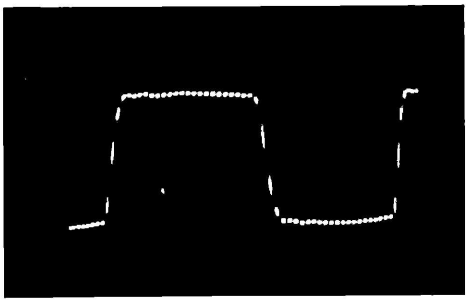


Bild 10 b. Wie Bild 10 a nach der Entzerrung

0,09 µs verringert, wobei auch das Dach der Rechteckwelle, das vorher einen schrägen, etwa exponentiellen Verlauf zeigte, wieder gerade gezogen wird.

4. Das letzte Beispiel soll zeigen, daß es auch möglich ist, den von einem Bildgeber gelieferten Bildstrom nur

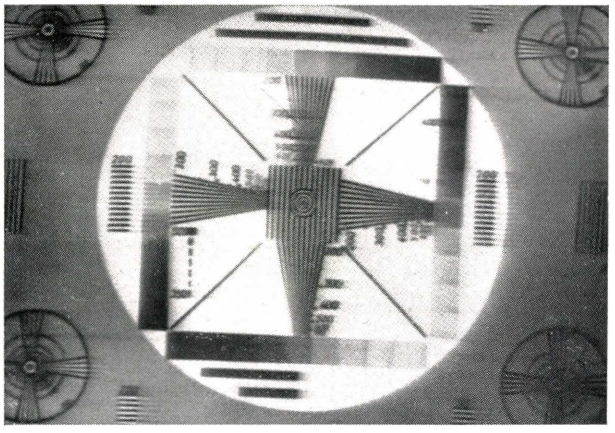


Bild 11 a. Testbild vor der Entzerrung

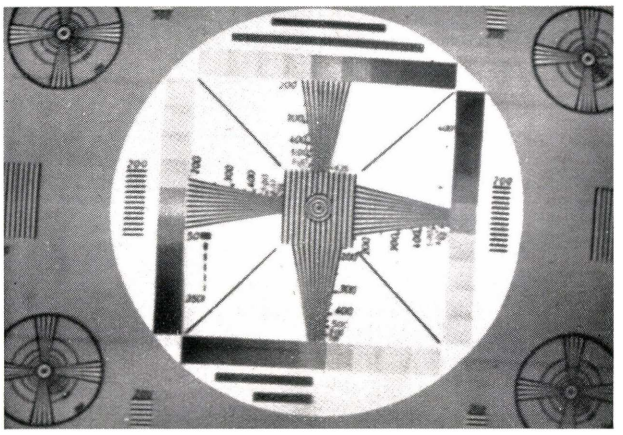


Bild 11 b. Testbild (11 a) entzerrt nach dem subjektiven Bildeindruck

nach dem subjektiven Bildeindruck zu entzerren, denn in diesem Fall ist eine Entzerrung des Systems, das die Bildabtastung mit einschließt, mit Hilfe eines Rechteckwellenoszillogramms nicht möglich. Bild 11 a zeigt ein Testbild, bei dem besonders Fahnenziehen und mangelndes Auflösungsvermögen auffällt.

Durch einige zusätzliche, nach Laufzeit, Polarität und Stärke richtig dimensionierte Reflexionen konnte das Bild beträchtlich verbessert und das Fahnenziehen und die Unschärfe weitgehend beseitigt werden (Bild 11 b).

Schlußwort

Die durchgeführten Versuche haben gezeigt, daß es auch praktisch schon mit sehr geringem Aufwand möglich ist, den Einschwingvorgang eines Übertragungssystems so zu entzerren, daß die Qualität des übertragenen Bildes beträchtlich verbessert wird. Die Arbeiten sollen daher auf diesem Gebiete weitergeführt werden. Ihr Endziel besteht darin — ähnlich wie bei der Synchronimpuls-Verbesserung —, auch für das Bildsignal ein betriebssicheres einfach bedienbares Zusatzgerät zu schaffen, mit dem man ein z. B. durch Hintereinanderschaltung verschiedener Fernseh-Übertragungssysteme verformtes Fernsehsignal, ohne Eingriffe in die Übertragungssysteme selbst, wieder entzerren kann. Nichtlineare Verzerrungen des Systems können damit natürlich nicht beseitigt werden.

Schrifttum

[1] *F. Strecker:* Beeinflussung der Kurvenform von Vorgängen durch Dämpfungs- und Phasenverzerrung. ENT 17 (1940), S. 93.

Über den Einfluß kleiner Phasenverzerrungen auf die Übertragung von Fernsehsignalen. ENT 17 (1940), S. 51.

[2] *H. A. Wheeler:* Interpretation of Amplitude on Phase Distorsion in Terms of Paired Echos. Proc. IRE 27 (1939), S. 359.

[3] *H. E. Kallmann:* Transversal Filters. Proc. IRE 28 (1940), S. 302.

[4] *J. M. Linke:* A Variable Time-Equalizer for Video-Frequency Waveform Correction. Proc. IEE 99 (1952), Part III A, S. 427.

[5] *M. Levy:* The Impuls Response of Electrical Networks with Special Reference to the Use of Artifical Lines in Network Design. J. IEE 90 (1943), Part III, S. 153.

[6] *D. C. Espley:* The Exact Solution for Transient Distorsion in Networks. Electronic Engineering 22 (1950), S. 82.

[7] *G. G. Gouriet:* Spectrum Equalization. Wireless Eng. 30 (1953), 5, S. 112–123.

[8] *K. Küpfmüller:* Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtentechnik. S.-Hirzel-Verlag, Stuttgart 1949.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 7, HEFT 5, MAI 1954 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Schmalfilm-Abtaster für Fernsehen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Von **Hans Kante** und **Rudolf Krug**

Mit 3 Bildern

DK 621.397.52

Der Aufsatz beschreibt ein Zusatzgerät zu einem Diapositiv-Geber mit Lichtpunkt-Abtastung, das die Übertragung von 16-mm-Film ermöglicht. Dabei wird die kontinuierliche Filmbewegung durch ein rotierendes Prismen-Rad optisch ausgeglichen.

An additional set for a diapositive camera with spotlight scanning is described, enabling the transmission of a 16-mm-film. By this method the continuous film motion is equalized optically by a rotating prism-wheel.

L'article décrit un appareil additionnel à une caméra prenant des diapositifs avec balayage à point lumineux qui rend possible la transmission de film de 16 mm. A cette occasion le mouvement continu de film est égalisé optiquement par une roue rotative de prismas.

Bei der Abtastung von Filmen für Fernsehzwecke besteht die Hauptschwierigkeit darin, den Filmvorschub mit der Vertikalbewegung des Abtaststrahls in Einklang zu bringen. Bis zur Einführung des Zeilen-Sprung-Verfahrens (bei 180 Zeilen je Bild) konnte die Abtastung kontinuierlich bewegter Filme befriedigend gelöst werden, wenn auch der Aufwand durch die Verwendung der Nipkow-Scheibe oder des Linsenkranzes sehr groß war. Die Verwendung normaler Kino-Projektoren mit Schrittschaltwerk hatte man schon früher aufgegeben, weil die Fortschaltzeit des Filmes nicht unter 25 % der Gesamtzeit, die für ein Filmbild zur Verfügung steht, herabgedrückt werden konnte. Die Notwendigkeit, beim Zeilen-Sprung-Verfahren jedes Einzelbild des Filmes zweimal abzutasten, verlangt, daß Filmbild und Zeilenbahn mit gleicher Geschwindigkeit geführt werden müssen. Hierbei muß auch eine starre Kopplung zwischen Film-Vorschub und Frequenz der Vertikal-Abtastung bestehen. Von diesem Zwang macht man sich frei durch Einrichtungen zum optischen Ausgleich der Bildbewegungen. Als erste Einrichtung dieser Art wurde der *Mechau*-Projektor in der Fernsehtechnik eingeführt. Mit Hilfe solcher optischen Bild-Ausgleicheinrichtungen erhält man stehende Bilder, wenn Filmvorschub und optischer Ausgleich synchron arbeiten. Es ist nun möglich, solch stehendes Filmbild nach zwei grundsätzlich verschiedenen Methoden abzutasten.

Einmal verwendet man als Bildfänger die Mosaikplatte eines Ikonoskops, deren Speicherwirkung bei richtiger Dimensionierung etwa auftretendes Flimmern verhindert, und durchleuchtet den Film entweder mit einer konstanten Lichtquelle oder mit Lichtblitzen.

Die andere Methode benutzt ein auf einem Leuchtschirm mit extrem kleiner Nachleuchtzeit geschriebenes Zeilen-Raster als Lichtquelle und setzt die beim Durchtritt durch den Film in der Helligkeit modulierten Rasterpunkte in einer Fotozelle in entsprechende elektrische Stromschwankungen um (Lichtpunkt-Abtastung).

Beide Verfahren haben ihre charakteristischen Vor- und Nachteile, es scheint jedoch, daß die Filmabtaster, die mit einer Super-Ikonoskop-Kamera arbeiten, wegen ihres hohen Anschaffungspreises und der geringen Lebensdauer des Super-Ikonoskops unrentabel sind. Außerdem konnten bisher bei diesem Verfahren nur Filme verwendet werden, die nicht zu dicht waren oder während des Entwickelns besonders behandelt worden sind.

Da von der Programmseite in immer stärkerem Maße die Vorführung von 16-mm-Filmen speziell aus dem aktuellen Geschehen des Tages gewünscht wurde, versuchte man auf Grund der Erfahrungen mit dem 35-mm-Normalfilm geeignete Abtaster für dieses Format zu schaffen. Die Aufnahme-Kameras für 16-mm-Filme sind bequemer zu handhaben und bringen in den neueren Konstruktionen schon recht brauchbare Bilder, die fast an die Qualität des Normalfilmes heranreichen. Außerdem tritt eine Verbilligung für Rohfilme und dessen Verarbeitung (Entwickeln und Kopieren) ein; ferner ist die Verwendung von Umkehrfilm möglich. Man rechnet im allgemeinen mit einer Verbilligung auf etwa 30 % der Kosten für Normalfilm.

Versuche an verschiedenen Stellen führten zu einigen Mustergeräten, die im übrigen nach unterschiedlichen Verfahren arbeiten. Wegen des dringenden Bedarfs und wegen des Fehlens eines brauchbaren Geräts in der Fernseh-Übertragungsstelle in Berlin-Tempelhof wurde hier ein eigener Abtaster entwickelt, der nach kurzer Bauzeit im Betrieb eingesetzt werden konnte.

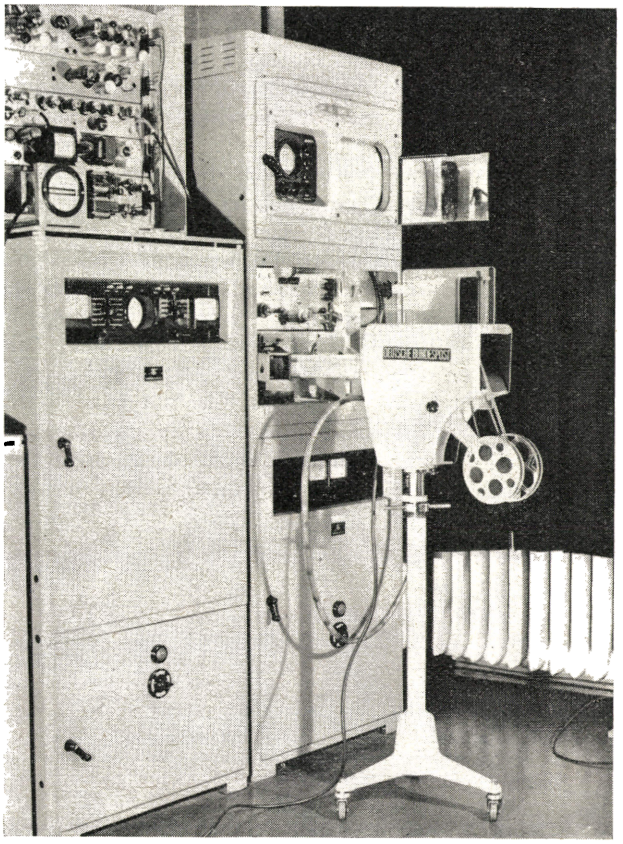


Bild 1. Gesamtansicht des Schmalfilmabtasters im betriebsfertigen Zustand am Diageber

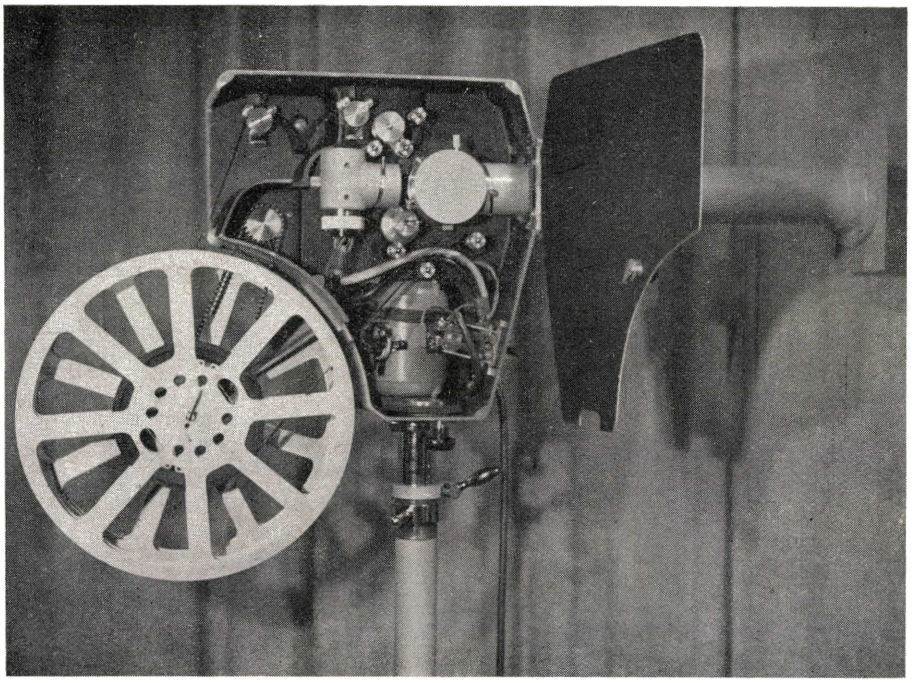


Bild 2. Innenansicht des Schmalfilmabtasters mit Filmablauf und Motoranordnung

Bild 1 zeigt das Gerät in betriebsmäßiger Aufstellung. Die gesamte Anlage besteht aus einem handelsüblichen Diapositiv-Geber und dem von uns entwickelten Zusatz für den Schmalfilmbetrieb. Auf einem fahrbaren Stativ befindet sich eine in der Höhe verstellbare Säule, die das komplette Filmabtastgerät trägt. In Bild 2 sind Einzelheiten, besonders des Filmablaufs, erkennbar. Ein langer Tubus mit einem Anschlußflansch dient als Verbindungsstück zur Projektionsröhre des Diapositiv-Gebers. In diesem Verbindungsstück befindet sich ein Objektiv in einer Einstellfassung. Damit wird das Raster der Projektionsröhre verkleinert und auf dem Film scharf abgebildet. Im allgemeinen sind die Kantenlängen des Rasters der Projektionsröhre 34 × 46 mm, das Filmformat beträgt 7,16 × 9,6 mm. Das Strahlenbündel passiert nach dem Verlassen des Objektivs aber erst noch ein Prismenrad, das über ein Getriebe von einem Drehstrom-Synchronmotor angetrieben wird. Hiermit starr gekoppelt ist auch der Filmtransport. Das Prismenrad besorgt den optischen Ausgleich zwischen dem Bild des Rasters und dem laufenden Filmbild. Bei Durchtritt des Lichtstrahls durch das Filmbild wird dieser moduliert und trifft dann über eine Sammellinse auf die Fotozelle. Zwischen Objektiv und Prismenrad ist eine veränderliche Spaltblende angeordnet. Sie hat die Aufgabe, eventuell noch störend auftretende Randstrahlen und Reflexionen abzuhalten. Bild 3 zeigt in schematischer Darstellung den Strahlengang.

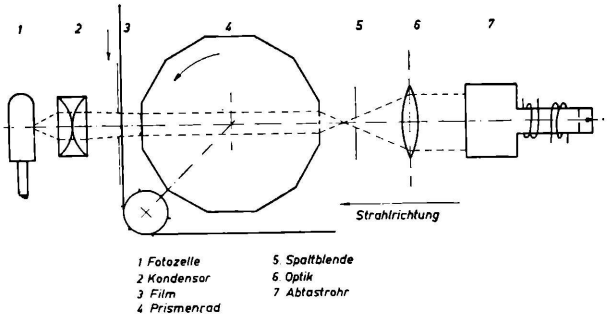


Bild 3. Schematische Darstellung des Schmalfilmabtasters

Der Motor ist stehend und um seine Achse um 180° drehbar oberhalb des Gehäusebodens angeordnet. Diese Verstellmöglichkeit gestattet, gewisse Bildfehler (z. B. Flimmern) durch Angleichen der Phase der Film- und Prismenbewegung an die Phase des geschriebenen Rasters zu beseitigen. Selbstverständlich spielt hierbei die Größe des Prismas, die Genauigkeit des Schliffs und auch der Brechungskoeffizient des verwendeten Glases eine wesentliche Rolle. Für Vor- und Rücklauf ist ein Umschalter vorgesehen, der zwei Phasen des Drehstrommotors vertauscht und außerdem eine Haltstellung besitzt.

Die Vorteile der beschriebenen Anordnung bestehen in folgendem:

1. Es wird eine größere Bildschärfe erzielt, weil die Lichtquelle auf dem Schirm der Abtaströhre punktförmig und im Verhältnis zur Filmbildgröße wesentlich kleiner ist als z. B. der Glühfaden einer Projektionslampe.

2. Jede Störsignal-Kompensation, wie sie bei der Abtastung mit Hilfe des Super-Ikonoskops notwendig ist, entfällt (die Verwendung moderner Riesel-Ikos brachte keinen Vorteil, da hier ein störendes Flimmern beobachtet wurde).

3. Plötzlich auftretende Helligkeitsschwankungen stören also nicht mehr, so daß Filme verwendet werden können, die aus Szenen unterschiedlicher Helligkeit zusammengesetzt sind. Solche Filme mußten bisher einer besonderen Ausgleichsbehandlung beim Kopieren unterzogen werden.

4. Die Anschaffungs- und Betriebskosten einer kompletten Anlage mit Diapositiv-Geber sind gegenüber den bisher gebräuchlichen Anlagen bedeutend geringer.

Die Anlage ist bei der Fernseh-Übertragungsstelle Berlin der DBP in Betrieb und hat sich im laufenden Programmdienst bewährt. Eine Verbesserung der Qualität ist aber weiterhin möglich durch Verwendung eines für diesen Zweck korrigierten Objektivs und eines Prismas mit höherer Flächenzahl. Durch weitere Versuche soll ermittelt werden, in welchem Umfang andere Filmformate (z. B. 8 mm) mit Einrichtungen dieser Art abgetastet werden können.

(Eingeg. 2. Dezember 1953)

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Betrachtungen zur Güte des Funkwetters

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt)

Von **B. Beckmann**, Darmstadt

Mit 14 Bildern

DK 621.396.821

In neuerer Zeit werden von zuständigen Stellen in verschiedenen Ländern Tagesprognosen des Funkwetters ausgegeben, die bevorstehende kurzfristige Änderungen der Güte der Funkausbreitungsbedingungen ankündigen sollen. Solche Meldungen verbreitet regelmäßig das Bureau of Standards USA in seinen bekannten Normalfrequenzsendungen WWV. Um die Güte des Funkwetters zum Ausdruck zu bringen, bedient man sich dabei einer Ziffernskala. Das FTZ, das in der Bundesrepublik regelmäßig solche Tagesprognosen ausgibt, benutzt folgende Abstufungen der Funkwettergüte: 1. sehr schlecht, 2. schlecht, 3. mäßig, 4. normal gut, 5. übernormal sehr gut.
Will man nun Vergleiche der Prognosen mit den tatsächlichen Ausbreitungsbedingungen durchführen, stellt man fest, daß diese nicht so ohne weiteres in einer Güteziffer zu erfassen sind, da es sich hierbei um eine Funktion mehrerer Veränderlicher, nämlich Frequenz, Entfernung, Richtung usw. handelt. Aus diesem Grunde erscheinen Betrachtungen über eine einfache und klare Definition der Funkwettergüte bei Verwendung einer einzigen Güteziffer angebracht, mit denen sich die folgende Arbeit befaßt.

Daily Radio Forecasts, to announce approaching short-time variations of the quality of propagation conditions, are now issued by the competent organisations in various countries. Such forecasts are regulary distributed by the wellknown WWV transmissions of standard radio frequencies of the National Bureau of Standards USA. A series of figures is used in order to express the quality of the Radio weather. The FTZ, which regulary issues such daily forecasts in the Federal Republic, uses the following graduation of the quality of Radio weather. 1. very bad, 2. bad, 3. moderate, 4. good, 5. very good.
Trying to compare the forecasts with the actual propagation conditions, one states, that it is difficult to combine these conditions in only one quality figure, the propagation conditions being a function of several variables, namely frequency, distance, direction and so on. It is for this reason, that a discussion on a simple and clear definition of the propagation quality using only one quality figure seems justified. The following paper deals with this subject.

En divers pays sont émis récemment par des services compétents des prévisions quotidiennes des conditions de temps pour le service radioélectrique qui doivent annoncer les modifications prochaines à court terme de la qualité des conditions de propagation radioélectrique. Le Bureau of Standards U. S. A. émet régulièrement de tels avis dans le cadre de ses transmissions connues WWV de fréquences normales. Pour exprimer la qualité des conditions du temps pour le service radioélectrique on s'en sert d'une échelle de chiffres. Le FTZ qui, dans la République Fédérale, émet régulièrement de telles prévisions journalières, utilise les gradations suivantes relatives à la qualité de temps pour le service radioélectrique: 1. très mauvaise, 2. mauvaise, 3. passable, 4. ordinairement bonne, 5. extraordinairement bonne.
Quand on veut enfin comparer les prévisions avec les conditions de propagation réelles, on constate qu'on ne peut pas le concevoir ‚simplement en un seul chiffre de qualité, parce qu'il s'y agit d'une fonction de plusieurs variables, à savoir fréquence, distance, direction etc. Pour cette raison il paraît convenable de réfléchir au sujet d'une définition simple et claire de la qualité de temps pour le service radioélectrique en utilisant un seul chiffre de qualité, réflexions traitées dans l'exposé ci-après.

I. Das Ionosphärenwetter

Unter *Ionosphäre* versteht man bekanntlich die stark ionisierten Gebiete der Erdatmosphäre über etwa 80 km Höhe. Sie hat die Eigenschaft, die Funkwellen zu reflektieren. Durch das elektrische Wechselfeld der eindringenden Welle werden die geladenen Teilchen (Elektronen und Ionen) in Schwingungen versetzt. Diese wirken als Sekundärstrahler, und es kommt unter gewissen Voraussetzungen der Ladungsverteilung eine zur Erde zurückgestrahlte Welle zustande.

Die Ursache der Ionisierung ist die von der Sonne ausgehende Wellenstrahlung (Ultraviolett- bzw. Röntgenstrahlung) und Korpuskularstrahlung (Elektronen- und Ionenstrom). Da einerseits die Eindringtiefe dieser Strahlung in die Erdatmosphäre begrenzt ist, andererseits die Zahl der ionisierten Teilchen infolge abnehmender Gasdichte mit der Höhe abnimmt, entstehen für die verschiedenen Gasbestandteile der Atmosphäre in bestimmten Höhen Ionisierungsmaxima, die man auch als Schichten bezeichnet. Die wichtigsten (*D*-, *E*- und *F*-Schicht) sind in Bild 1 a schematisch skizziert. (Die „Feinstruktur" bleibt unberücksichtigt.)

Für eine senkrecht in der Ionosphäre reflektierte Welle ergibt die Theorie einen besonders einfachen Zusammenhang zwischen der benutzten Frequenz und der Dichte der Ladungsträger am Umkehrpunkt der Strahlung (d. i. der Punkt, der erreicht wird, wenn die ganze elektrische Energie in Schwingungsenergie umgesetzt ist). Für die sogenannte „ordentliche" Komponente der Welle (unter dem Einfluß des erdmagnetischen Feldes spaltet sich die Welle ähnlich wie das Licht in doppelbrechenden Medien in eine rechts- und eine linkszirkular polarisierte Komponente auf) ist das Quadrat der Frequenz f_0 dieser Ladungsträgerdichte N *) proportional. Ist der hiernach erforderliche Wert der Dichte größer, als es dem Maximum der Schicht entspricht, wird dieser Umkehrpunkt nicht mehr erreicht, und die Strahlung durchdringt die Schicht. Den kritischen Frequenzwert, der in diesem Sinne gerade noch reflexionsfähig ist, bezeichnet man als „senkrechte" Grenzfrequenz. Es besteht also folgende einfache Beziehung:

$$(f_o)_G = C\sqrt{N} \cdot \text{MHz}. \qquad C = 0{,}9 \cdot 10^{-2}. \qquad (1)$$

Die Grenzfrequenz der „außerordentlichen" Komponente liegt etwas höher:

$$(f_{a0})_G = (f_0)_G + f_H/2. \qquad f_H = 2{,}8 \cdot H \text{ MHz}. \qquad (2)$$

H = erdmagnetische Feldstärke in Gauß. $f_H/2$ ist in unseren Breiten etwa 0,7 MHz. Da die außerordentliche Komponente stärkerer Absorption ausgesetzt ist, definiert man allgemein die Grenzfrequenz einer Schicht durch die ordentliche Komponente.

Das eben geschilderte Verhalten der Kurzwellen wird seit vielen Jahren durch das Verfahren der senkrechten *Echolotung* experimentell nachgewiesen. Mit

*) Zahl der Elektronen im cm^3.

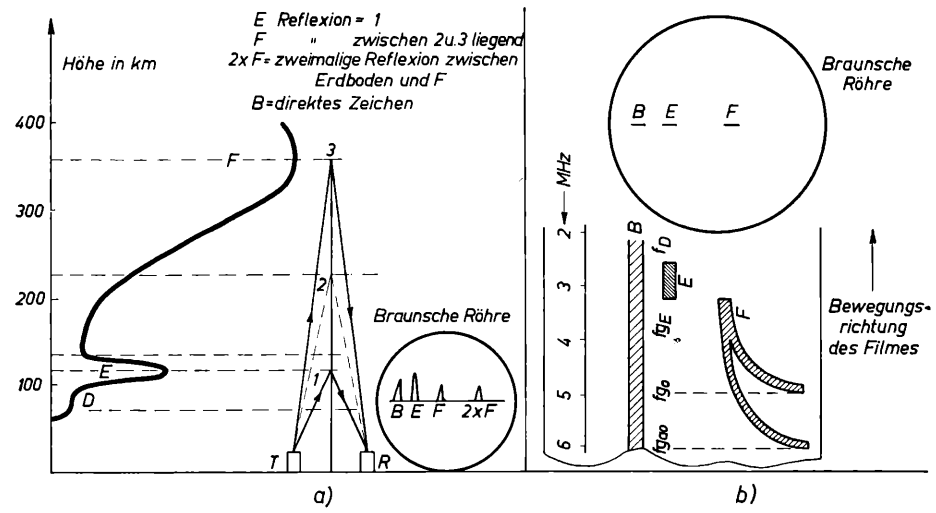


Bild 1 a und 1 b.

a) Das grundsätzliche Verfahren der Echolotung (links die Ladungsträgerdichte als Funktion der Höhe, *D*-, *E*- und *F*-Schicht; Mitte mögliche Reflexionen 1 bis 3; rechts Schirmbild der *Braun*schen Röhre mit *B* = direktes Zeichen, *E* = *E*-Reflexion, *F* = *F*-Reflexion und 2 × *F* = Zweifachreflexion der *F*-Schicht; *T* = Sender, *R* = Empfänger)

b) Photographische Aufzeichnung der Ionosphärenreflexionen bei veränderlicher Frequenz (*Braun*sche Röhre in Hell-Dunkel-Steuerung und Teil eines Filmes von „Durchdrehaufnahmen". f_D Dämpfungsfrequenz, f_{GE} Grenzfrequenz der *E*-Schicht, f_{Go} und f_{Gao} Grenzfrequenzen der „ordentlichen" und „außerordentlichen" Reflexion an der *F*-Schicht)

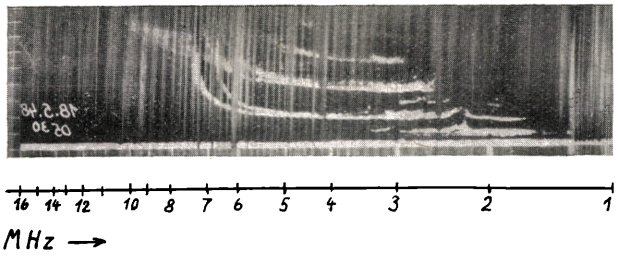


Bild 1 c.
Beispiel einer „Durchdrehaufnahme" des Instituts für Ionosphärenforschung der *Max-Planck*-Gesellschaft in Lindau/Hann.

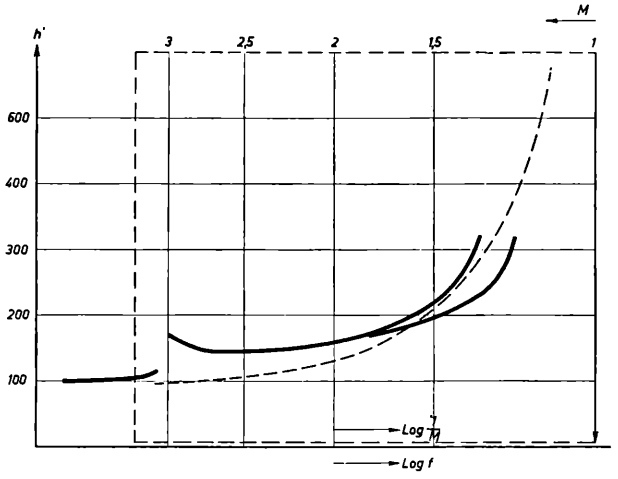


Bild 1 d.
Bestimmung des Umrechnungsfaktors *M* nach dem Verfahren der *Smith*schen Übertragungskurven

Bild 1 a bis d. Schematische Darstellung der auf den Ionosphärenstationen für die laufende Beobachtung der Ionosphäre benutzten Echolotungsmethode

einem Sender werden kurze Impulse (etwa ein zehntel Millisek.) in stetiger Folge ausgesandt. Die zu jedem Impuls nacheinander eintreffenden Reflexionen, auch Echos genannt, werden von einem unmittelbar neben dem Sender aufgestellten Empfänger aufgenommen und auf einer Braunschen Röhre als stehendes Bild sichtbar gemacht (Bild 1 a). Legt man die Ausgangsspannung des Empfängers statt an die senkrechten Ablenkplatten an den Wehneltzylinder der Braunschen Röhre, so werden die empfangenen Impulse als Leuchtflecke auf einer Geraden sichtbar [Hell-Dunkel-Steuerung bei entsprechend mit dem *B*-Impuls (Boden-Impuls) synchronisierter Zeitablenkung]. In Bild 1 b ist dargestellt, wie man diese auf photographischem Papier registrieren kann, das mit konstanter Geschwindigkeit senkrecht zur Zeitachse der Braunschen Röhre fortbewegt wird. Die Zeichen bilden sich dabei als schwarze Linien ab. Ändert man dabei gleichzeitig noch die Frequenz, so entstehen etwa die auf dem Streifen schematisch dargestellten Kurven. Das direkte Zeichen *B* bleibt immer eine Gerade, die Bezugslinie. Der Abstand der anderen Kurven von dieser kann in Laufzeitdifferenzen oder auch unter Zugrundelegung der Lichtgeschwindigkeit in „scheinbaren" Höhenwerten gemessen werden („scheinbar", weil die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Impulsen in der Ionosphäre kleiner als die Lichtgeschwindigkeit und mit der Ladungsträgerdichte veränderlich ist). Die *B* am nächsten liegende Kurve gibt die *E*-Reflexion als Funktion der Frequenz. Sie beginnt hier etwa bei 2,5 MHz und endet bei 3,3 MHz. Die untere Frequenzgrenze der Reflexion ist durch die Absorption der Strahlung in der *D*-Schicht bedingt, die selbst nicht reflektiert. Durch Zusammenstöße der schwingenden Ladungen mit neutralen Gasmolekülen geht der „Sekundärstrahlung" Energie verloren. Dieser Energieverlust nimmt mit abnehmender Frequenz zu und tritt besonders in der unteren Ionosphäre in Erscheinung, wo die Gasdichte noch groß ist. Die untere Frequenzgrenze, unterhalb der der Empfänger auf die reflektierte Strahlung nicht mehr anspricht, nennt man die „Dämpfungsfrequenz" f_D.

Die an der Ionosphäre senkrecht reflektierte Feldstärke ist:

$$E = 3 \cdot 10^5 \sqrt{W/2}\, h \cdot e^{-\eta}\, \mu V/m. \qquad (3)$$

Durch die einem Reflexionsfaktor entsprechende *e*-Funktion wird die obenerwähnte Dämpfung berücksichtigt. (*W* Senderleistung, *h* Reflexionshöhe, η Dämpfungsfaktor).

$$\eta = B \cdot N_u/f^2 = B_x/f^2,\ B = 1{,}7 \cdot 10^{-2}. \qquad (3\,a)$$

N_u Ladungsträgerdichte im unteren Teil der Ionosphäre (etwa 10^4 Elektronen im cm^3 im Vergleich zum höheren *F*-Gebiet mit 10^6), *f* in MHz *). Setzt man *E* gleich der

*) Bei Berücksichtigung des Einflusses des erdmagnetischen Feldes tritt in der Formel (3 a) an Stelle f^2 der Ausdruck $(f \pm f_H \cos\vartheta)^2$, wo f_H die bereits in der Formel (2) benutzte Gyrofrequenz und ϑ der Winkel zwischen Ausbreitungsrichtung und Erdmagnetfeld ist. + gilt für die ordentliche, — für die außerordentliche Komponente. Für Europa bedeutet dieses eine Verringerung des nach Formel (4) bzw. (8 a) errechneten f_D-Wertes um etwa 1,2 MHz (ordentliche Komponente).

für das Ansprechen des benutzten Empfängers erforderlichen Mindestfeldstärke E_e, so erhält man die Dämpfungsfrequenz, d. i. die Frequenz, bei der der Empfänger gerade noch die reflektierten Signale aufnimmt, durch Lösen der Gl. (3) nach der Frequenz:

$$f_D = \sqrt{B_o}\,(\log 3 \cdot 10^5 \sqrt{W/E_e} - \log 2h)^{-1/2}$$
$$= \sqrt{B_o} \cdot L \text{ MHz}. \qquad B_o = 0{,}43\, B_x. \tag{4}$$

Bei der Grenzfrequenz der E-Schicht f_{GE} springt die Reflexionshöhe auf die F-Schicht über, und zwar erfolgt hier die Reflexion zunächst an der unteren Kante (Bild 1 a, Reflexion Nr. 2). Mit zunehmender Frequenz dringt die Strahlung tiefer ein, die Reflexionshöhe nimmt zu. Dabei tritt eine Verästelung der Kurven ein, d. h. an Stelle eines reflektierten Impulses werden zwei sichtbar. Auf diese Erscheinung, die durch den Einfluß des erdmagnetischen Feldes zustande kommt, näher einzugehen, würde hier zu weit führen. Ähnlich wie in der Optik spricht man von einer Doppelbrechung. Mit zunehmender Frequenz setzt zuerst die Reflexion der „ordentlichen" Komponente und etwa 0,7 MHz (in unseren geogr. Breiten) höher die der „außerordentlichen" Komponente aus. Bei den Messungen wird im allgemeinen die ordentliche Komponente als Grenzfrequenz f_{Go} angegeben.

Dieses innerhalb kurzer Zeit aufgenommene Frequenzbild der Ionosphäre bezeichnet man als *„Durchdrehaufnahme"*. Man kann hieraus die Grenzfrequenzen der Schichten und unter gewissen Voraussetzungen die Dämpfungsfrequenz entnehmen, ferner auf die Reflexionshöhen schließen, außerdem den Charakter der Reflexionen beobachten (es gibt scharf oder verwaschen begrenzte Reflexionen oder streuend sporadisch reflektierte Zeichen) und auch die Feinstruktur der Ionosphäre kennen lernen, Vorgänge, auf die hier nicht näher eingegangen werden kann. Bild 1 c zeigt eine „Durchdrehaufnahme".

Der Ionisationszustand der Ionosphäre ist in dauernder Veränderung begriffen in Abhängigkeit von der Sonnenstrahlung, die mit dem Sonnenstand (Tag-Nacht, Sommer-Winter) und der Sonnenaktivität (Sonnenfleckenperiode) schwankt. Dieses drückt sich etwa durch folgende Formel aus:

$$N = N_o \cos^x \chi \cdot (a + b\,R) \cdot Y \tag{5}$$

als Gleichgewichtswert am Tage. Nachts t Stunden nach Sonnenuntergang ist etwa:

$$N_t = N_x/(1 + N\,a\,t), \tag{5 a}$$

wo N_x die Ionisation bei Sonnenuntergang ist.

a Rekombinationsfaktor,
χ Sonnenstandswinkel,
$\bar{R}$ Sonnenfleckenrelativzahl (zwölfmonatiger gleitender Mittelwert),
a, b Konstante für die einzelnen Schichten der Ionosphäre,
x zwischen 0,5 und 1,
Y noch nicht übersehbare Abweichungen von vorstehenden Funktionen.

Außer der Größe der Ionisierung ändern sich die Schichthöhen und Dicken sowie die Feinstruktur. Zum Teil treten lokal begrenzte Ionisationszunahmen, sogenannte „Wolken", auf. Ferner zeichnen sich Störungen von ein bis mehreren Tagen ab, bei denen der schichtmäßige Aufbau stark verändert wird und an Stelle dessen verwaschene Reflexionsniveaus, sogenannte Nordlichtschichten, erscheinen. Bei dem *Mögel-Dellinger*-Effekt tritt ein momentanes Aussetzen aller Reflexionen ein (starke Dämpfungszunahme der D- und E-Schicht) und anderes mehr. Dabei ist noch zu bemerken, daß diese Vorgänge auch örtlich verschieden verlaufen auf der Erde wegen des unterschiedlichen Sonnenstandswinkels und der Unterschiede des erdmagnetischen Feldes, unter dessen Einfluß insbesondere die einfallende Korpuskularstrahlung auf die Polgegenden der Erde konzentriert wird. Die durch sie dort ausgelösten Störungen haben einen Breiteneffekt. Es treten dabei vertikale und horizontale Ladungsbewegungen auf. Diese Materiebewegungen erreichen „Windgeschwindigkeiten" bis zu einigen 100 m pro Sekunde. Das *„Ionosphärenwetter"* — unter diesem Begriff faßt man alle genannten Veränderungen zusammen — unterliegt also sehr lebhaften Schwankungen. Zunehmende Intensität der Wellenstrahlung der Sonne bewirkt dabei im allgemeinen gutes Ionosphärenwetter (hohe Grenzfrequenzen), während der verstärkte Einfall von Korpuskularstrahlung starke Turbulenz hervorruft.

Das Ionosphärenwetter wird nach der vorstehend geschilderten Methode der Echolotung laufend beobachtet und auf etwa 50 über die ganze Erde verteilte Ionosphärenstationen automatisch registriert. Die Ergebnisse, insbesondere Grenzfrequenz- und Dämpfungsmessungen bzw. hieraus abgeleitete Ionisationsveränderungen zeigen gewisse Regelmäßigkeiten im Tages- und Jahresverlauf sowie einen Gang mit der bekannten elfjährigen Sonnenfleckenperiode. Hierüber ist eine zahlreiche Literatur erschienen. Es soll hier nicht näher darauf eingegangen werden. Im folgenden sollen vielmehr die Beziehungen des Ionosphärenwetters zum sogenannten „Funkwetter" näher erörtert werden.

II. Das Funkwetter

Das Funkwetter ist kein Wetter im meteorologischen Sinne, sondern man versteht darunter die Auswirkung des Ionosphärenwetters auf die Funkwellenausbreitung. Letztere vollzieht sich bekanntlich dadurch (abgesehen von der hier nicht interessierenden Bodenwelle), daß die Strahlung zwischen dem Sende- und Empfangsort an der Ionosphäre reflektiert wird. Der Strahlungseinfall verläuft also unter einem schrägen Winkel im Gegensatz zum senkrechten Einfall bei dem oben beschriebenen Echolotungsverfahren. Man kann sich vorstellen, daß bei schrägem Einfall die Höhe, in der die elektromagnetische Energie der Welle vollständig in Schwingungsenergie umgesetzt ist, also die „Reflexionshöhe", bei gleichen ionosphärischen Bedingungen niedriger liegen muß als bei senkrechtem Einfall infolge des längeren Weges in der Ionosphäre. Aus diesem Grunde ist die Grenzfrequenz bei schrägem Einfallswinkel (f) im Funkverkehr höher als die senkrecht gemessene ($f_\perp$). Man bezeichnet den Faktor, mit dem man letztere multiplizieren muß, als Umrechnungsfaktor M. Es ist also in einer Entfernung D $f = f_\perp\, M\,(D)$. Er ist für E- und F-Reflexion verschieden und liegt etwa zwischen 1 und 3. Die größte Entfernung, die mit einem Sprung einer F-Reflexion überbrückt werden kann, beträgt aus geometrischen Gründen (Ionosphärenhöhe und Erdkrümmung) etwa 3000 km (minimaler

Abstrahlwinkel von $\sim 5^0$ angenommen). Die E-Reflexinen reichen nur etwa bis 1500 km. Der Umrechnungsfaktor ist von der Reflexionshöhe abhängig und kann auf Grund theoretischer Erwägungen aus den „Durchdrehaufnahmen" ermittelt werden. Die Rechnung ergibt:

$$M = 1/\sin\left((D/2\,R_E + \Theta(h')\right) \cdot \left[1 - \frac{2\,\delta}{R_E + h_0}\,\mathrm{ctg}^2\,(D/2\,R_E + \Theta(h'))\right]^{1/2} \qquad (6)$$

$$\delta = h' - h.$$

h' scheinbare Höhe (Dreiecksweg), h wahre Höhe (gekrümmter Strahlenweg), Θ Abstrahl- bzw. Einfallswinkel (Strahlwinkel gegen Tangente am Sende- oder Empfangsort), D Entfernung, R_E Erdradius. Dieser M-Wert kann nur unter Zugrundelegung einer bestimmten Ionisationsverteilung, im allgemeinen eine parabolische, berechnet werden. Für Entfernungen kleiner als 1000 km nähert sich M dem Wert $1/\sin\Theta$, d. h. hier ist die Berechnung einfacher.

Die errechnete Funktion

$$f_\perp = f \cdot 1/M\,(h') \qquad (6\,a)$$

bezeichnet man als „Übertragungskurve". Legt man diese auf durchsichtigem Papier gezeichneten Kurven auf die „Durchdrehaufnahme", so läßt sich, wenn Schnittpunkte vorhanden sind, sagen, daß in der betreffenden Entfernung D Reflexionsmöglichkeit besteht. Sind keine vorhanden, liegt diese Entfernung in der toten Zone. Gl. (6 a) kann man auch schreiben:

$$\log f_\perp = \log f + \log 1/M. \qquad (6\,b)$$

Benutzt man für die Durchdrehaufnahme einen logarithmischen Frequenzmaßstab und zeichnet die Übertragungskurve in der Form h' als Funktion von $\log 1/M$, so kann man, wie in Bild 1 d gezeigt ist, beide Kurven in Tangentenlage bringen und bei $M = 1$ die für die betreffende Entfernung gültige Grenzfrequenz ablesen. Im allgemeinen führt man dieses Verfahren nur für eine bestimmte maximale Entfernung, z. B. 3000 km, durch und ermittelt dann mit diesen M_{3000}-Werten aus einmal gerechneten Kurven die für kleinere Entfernungen gültigen Umrechnungsfaktoren.

Mit den zeitlichen Schwankungen der Ionosphärenhöhen ändern sich auch die M-Werte. Da auch diese wie die Grenzfrequenzen örtlich verschieden verlaufen, zeichnet man aus den Meßergebnissen der Ionosphärenbeobachtungstationen Weltkarten, die neben den Kurven konstanter Grenzfrequenz auch Kurven konstanter M_{3000}-Werte enthalten.

Größere Entfernungen als 3500 km können von den Funkwellen nur durch *Mehrfachreflexionen* zwischen Erdboden und Ionosphäre überbrückt werden. So können sie die ganze Erde umlaufen, wenn die Reflexionsbedingungen günstig sind, d. h. wenn die eingesetzte Betriebsfrequenz nicht größer ist, als es der *niedrigsten* Grenzfrequenz der beteiligten Reflexionspunkte entspricht. Diese Bedingung ist für die Erzielung einer guten Funkverbindung eine notwendige Voraussetzung, aber nicht allein ausreichend. Wird die Betriebsfrequenz zu niedrig gewählt, so kommt am Empfangsort eine für das Ansprechen des Empfängers zu kleine Feldstärke an, weil die ionosphärische Dämpfung, wie oben beschrieben, mit abnehmender Frequenz zunimmt. Auch diese Dämpfungsfrequenz ändert sich bei schrägem Einfallswinkel und nimmt, wie unten ausgeführt, für einmalige Reflexion etwa mit $X(M, r)$ zu. Die Dämpfung ist dabei räumlich konzentriert auf die beiden symmetrisch zum Reflexionspunkt liegenden „Durchstoßpunkte" durch die D- und E-Schicht gedacht.

Eine Funkverbindung kann also nur in dem Frequenzbereich zwischen der *Grenzfrequenz* und der *Dämpfungsfrequenz* zustande kommen. Er soll deshalb als *Übertragungsfrequenzbereich* (ÜFB) bezeichnet werden. Die durch das Ionosphärenwetter bedingten zeitlichen Änderungen des ÜFB nennen wir „Funkwetter". Das Funkwetter einer Überseefunklinie ergibt sich dabei aus der Überlagerung des örtlichen Einflusses des Ionosphärenwetters auf die einzelnen Reflexions- und Durchstoßpunkte des Strahlungsweges.

III. Das Funkwetterdiagramm und seine Richtungsabhängigkeit

In einem Uhrzeitdiagramm (MEZ) sei der mittlere Tagesgang des Funkwetters eines Monats für die Überseefunklinie Frankfurt—New York aus Ionosphärenmessungen abgeleitet. Im Kopf von Bild 2 ist diese Funklinie symmetrisch zum 12-Uhr-Meridian (maximale Sonnenbeleuchtung) unter Berücksichtigung der Zeitdifferenz zwischen Sende- und Empfangsort von 6 Stunden schematisch dargestellt (Entfernung rund 6000 km, minimale Sprungzahl 2×3000 km). I und II sind die beiden Reflexionspunkte etwa in der vermerkten geographischen Lage. a bis d sind die entsprechenden Durchstoßpunkte. Der ÜFB wird nun auf folgende Weise konstruiert:

1. Ermittlung des Tagesganges der *Grenzfrequenz* *) (Monatsmittel) und des Umrechnungsfaktors für die beiden Reflexionspunkte aus Meßergebnissen in der Nähe gelegener Ionosphärenstationen. Den durch Produktbildung ermittelten Grenzfrequenzverlauf zeigen die Kurven I und II. (Zeit: Äquinoktien des Jahres bei geringer Sonnenaktivität. Maxima und Minima der Kurven sind um etwa 3 Stunden entsprechend der Zeitdifferenz zwischen beiden Reflexionspunkten verschoben. Kurve II hat entsprechend der tieferen geographischen Breite vergrößerte Werte.) Der Verlauf der jeweils niedrigsten Grenzfrequenz (durch Strichelung kenntlich gemacht) stellt den Tagesgang der Grenzfrequenz der gesamten Funklinie dar (f_G).
2. Bei der Bestimmung der *Dämpfungsfrequenz* **) geht man bisher nicht von Meßergebnissen einzelner Ionosphärenstationen aus. Die Messung der unteren Frequenzgrenze bei Durchdrehaufnahmen ist wegen der Frequenzabhängigkeit der Strahlungsleistung nicht genau genug. Man ist deshalb dazu übergegangen, die Dämpfung aus dem Verhältnis von Mehrfach-F-Reflexionen zu bestimmen. Man benutzt dazu die Formel:

$$\varrho = 2\,A_2/A_1 = e^{-\eta}\ (\varrho \text{ Reflexionskoeffizient}), \qquad (7)$$

worin A_1 und A_2 die Amplituden des ersten und zweiten Echos sind. Da aber Messungen dieser Art auch nicht leicht sind, findet man sie bisher nur im Programm einiger Ionosphärenstationen.

Wie wir heute wissen, führt sowohl die Änderung der Wellenstrahlung der Sonne als auch ein verstärkter Einfall von der Sonne kommender Korpuskeln zu

*) Abgekürzt MUF (Maximal usual frequency).
**) Abgekürzt LUF (Lowest useful frequency).

Bild 2. Konstruktion eines Funkwetterdiagrammes auf Grund von Ionosphärenmessungen für die Überseefunklinie Frankfurt—New York (Monatsmittel für Äquinoktien bei geringer Sonnentätigkeit)
Im Kopf des Bildes schematische Darstellung des Funkweges bei Berücksichtigung der zeitlichen Verschiebung der beiden Stationen sowie der Reflexions- und Durchstoßpunkte (I, II Reflexionspunkte, *a* bis *d* Durchstoßpunkte)
Kurven I und II im Tagesdiagramm bezogen auf Frankfurt (MEZ). Grenzfrequenz an beiden Reflexionspunkten für 3000 km Sprung. f_G (senkrecht strichliert) Grenzfrequenzkurve für *gesamte* Funklinie. *a* bis *d* Kurven des *relativen* Verlaufes der Dämpfungsfrequenz an den Durchstoßpunkten. *e* daraus ermittelter *relativer* Dämpfungsverlauf für die gesamte Funklinie. f_D resultierender Verlauf der Dämpfungsfrequenz für die *gesamte* Funklinie (senkrecht strichliert). Kreuze +++ bedeuten die Frequenzgrenze durch atmosphärische Störungen nachts, Δf Breite des Übertragungsfrequenzbereiches (UFB),
T Tagesbereich, *N* Nachtbereich

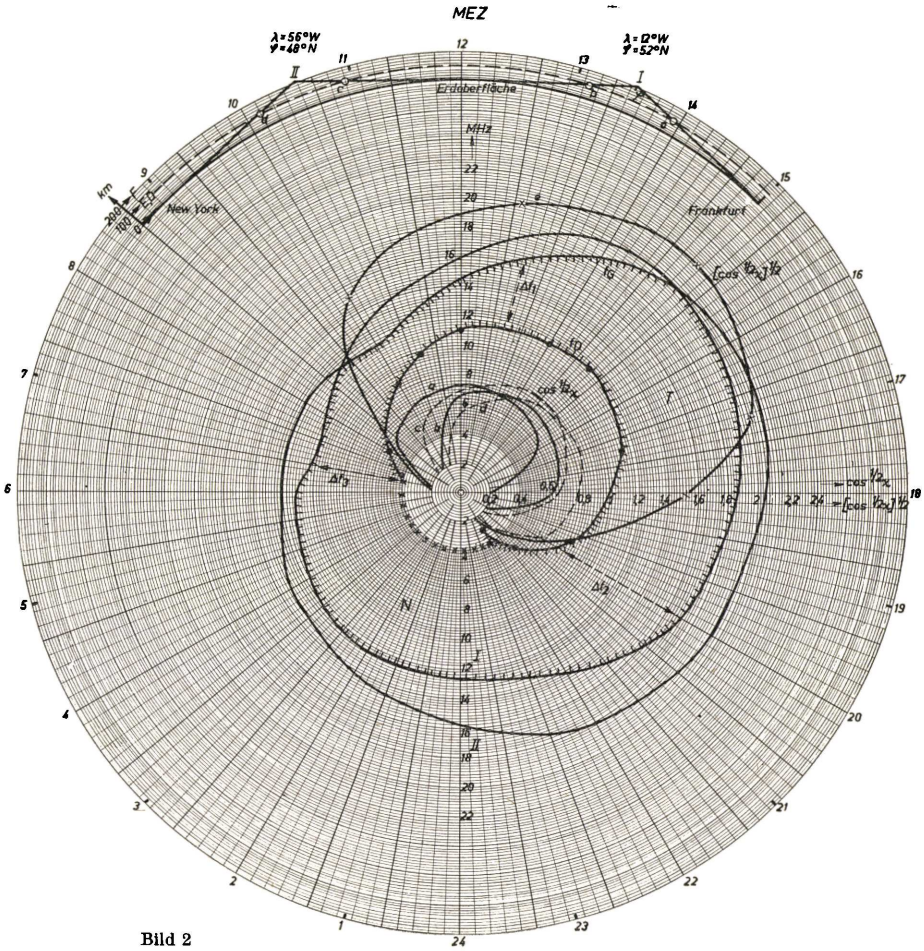


Bild 2

Bild 3 a bis e. Die grundsätzlichen Unterschiede der Funkwetterdiagramme auf den Überseefunklinien Nordamerika (a), Südamerika (b), Südafrika (c), Südasien (d) und Ostasien (e) (Monatsmittel wie in Bild 2)

Ionisationsänderungen im unteren Teil der Ionosphäre und damit auch zu Dämpfungsänderungen. Der erste Anteil zeigt eine Abhängigkeit vom Sonnenstand, wie er in Gl. (5) durch das cos-Gesetz zum Ausdruck kommt; der zweite Anteil, der in der Intensität nach den Polen der Erde zunimmt, wo durch das erdmagnetische Feld der Einfall der Korpuskularstrahlung konzentriert ist, zeigt Unregelmäßigkeiten in Abhängigkeit des Auftretens von Nordlichtstörungen, die in dem Faktor *Y* in Gl. (5) enthalten sind. Diese Ionisationsschwankungen ergeben nach Gl. (3) entsprechende Dämpfungsschwankungen.

In dem Faktor *B* ist die Dicke des unteren Ionosphärengebietes enthalten, das als wesentlich für die Dämpfung angesehen wird (etwa 75 bis 125 km, *D*- und *E*-Schicht, der einzusetzende Ionisationswert ist als Mittelwert zu nehmen). Im Funkbetrieb wird dieser Weg schräg durchlaufen im Gegensatz zu den senkrechten Messungen der Ionosphärenbeobachtungsstationen, d. h. der Weg nimmt um den Faktor $1/\sin\Theta$ bis etwa 1000 km und für größere Entfernungen um den Faktor *M* [s. Gl. (6)] zu. Die Durchstoßpunkte des Strahlenweges liegen bei den Ionosphärenbeobachtungsstati-

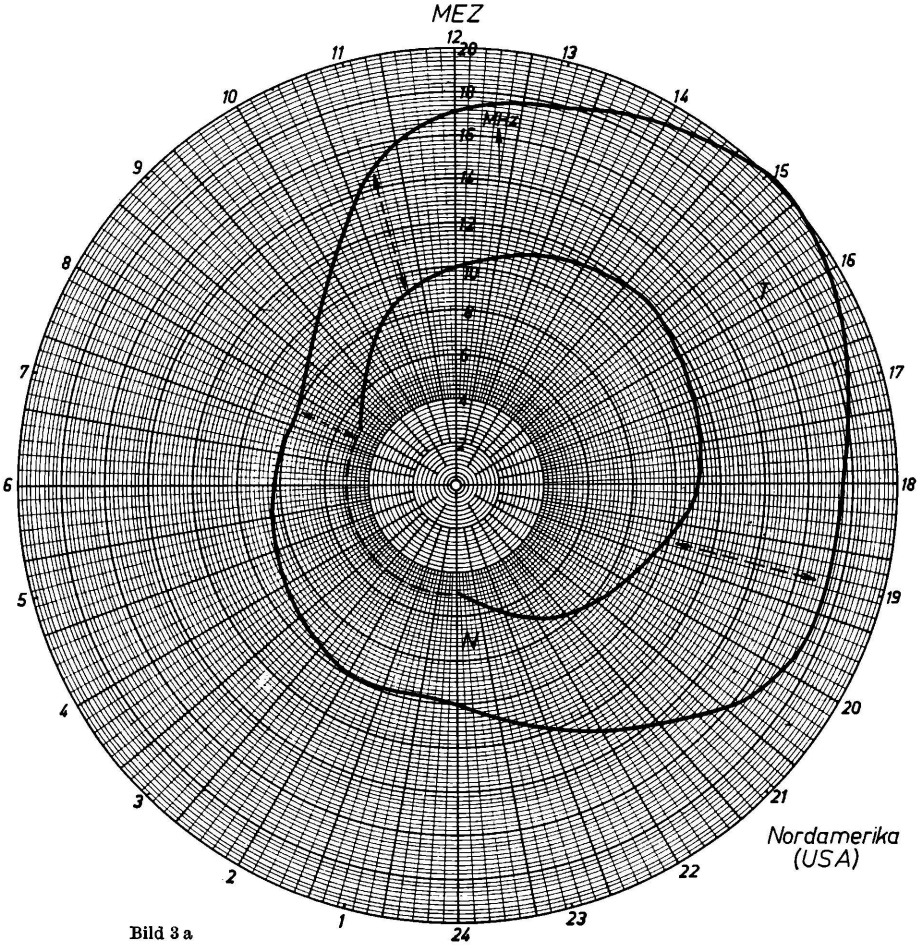


Bild 3 a

onen senkrecht über diesen bei gleichem Sonnenstandswinkel. In der praktischen Funkausbreitung haben wir doppelt so viele Durchstoßpunkte als Reflexionspunkte unter verschiedenen Sonnenstandswinkeln. Der Dämpfungsfaktor η wäre also für jeden Durchstoßpunkt gesondert zu berechnen und dann zu summieren. Wird M in allen Punkten als gleich angenommen, so ist die Summation nur noch über die Veränderlichkeit von N mit $\cos^x\chi$ zu erstrecken. Man erhält dann als Gesamtdämpfungsfaktor:

$$\eta = B \cdot N_o \cdot M/f^2 \cdot \left(\sum_{\nu=1}^{n} \cos^x \chi\right) = B \cdot N_o \cdot M/f^2 \cdot T. \qquad (8)$$

x in Bild 2 gleich 0,5, n-Zahl der Durchstoßpunkte.

Entsprechend Gl. (3) erhält man hieraus die Dämpfungsfrequenz:

$$f_D = \sqrt{B_o}\sqrt{M}\left(\sum_{\nu=1}^{n} \cos^{1/2}\chi\right)^{1/2} (\log 3 \cdot 10^5 \sqrt{W}/E_e - \log r)^{-1/2}$$

$$= \left(\sum_{\nu=1}^{n} \cos^{1/2}\chi\right)^{1/2} \cdot X \text{ MHz}. \qquad (8\,a)$$

r ionosphärischer Ausbreitungsweg als „Dreiecksweg" angenommen (von den Unterschieden der Divergenz in der Ionosphäre und im freien Raum sei hier abgesehen, da ihre Erfassung großen Schwierigkeiten begegnet):

$$r \approx \frac{2\,R_E \sin\left(\frac{D}{2\,R_E}\right)}{\cos\Theta} \text{ km}. \qquad (8\,b)$$

Für Entfernungen kleiner etwa 1000 km ist annähernd:

$$r = D/\cos\Theta \text{ km}. \qquad (8\,c)$$

Die Gültigkeit des $\cos\chi$-Gesetzes hat gewisse Grenzen, über die hier nicht näher diskutiert werden kann. Dies gilt besonders für die Nachtverhältnisse bzw. die Übergangszeiten. In Bild 2 zeigen die Kurven *a* bis *d* den cos-Verlauf für die einzelnen Durchstoßpunkte. Indem man die Wurzel aus der Summation aller Einzelkurven bildet, erhält man den *relativen* Verlauf der Dämpfungsfrequenz für die gesamte Funklinie (Kurve *e*). Durch Multiplikation mit dem Faktor X in Gl. (8 a), der die Senderleistung, Empfängerempfindlichkeit, Entfernung und Sonnenaktivität enthält, ergibt sich dann der tageszeitliche Verlauf der Dämpfungsfrequenz f_D der Funklinie (innere strichlierte Kurve). Da die Sonnenfleckenrelativzahl als Indikator der Sonnenaktivität gewisse Mängel hat und insbesondere die kurzfristigen Änderungen der Ionisierung der Ionosphäre und damit auch kurzfristig die ionosphärischen Ausbreitungsbedingungen nicht richtig wiedergibt [s. Faktor Y in Gl. (5)], ermittelt man X am besten aus Beobachtungen. Ein Vergleich zeigt dabei, daß die relativen Unterschiede auf den einzelnen Funklinien annähernd der obigen Regel entsprechen.

Nachts ist die Dämpfung sehr gering, und die Dämpfungsfrequenz liegt z. T. weit unter der *Grenze des atmosphärischen Störpegels*, der bekanntlich auch mit abnehmender Frequenz zunimmt. Es wird deshalb nachts die Frequenz als untere Frequenzgrenze eingetragen, unterhalb welcher infolge atmosphärischer Störungen ein Empfang nicht mehr möglich ist (+++ Kurve). Als Ergebnis der Konstruktionen 1 und 2 erhält man den tageszeitlichen Verlauf des Funkwetters, dargestellt durch den ÜFB (Frequenzbereich zwischen den strichlierten Kurven bzw. +++ Kurve). Seine Breite sei mit Δf bezeichnet. Von Δf_1 ab (gegen Mittag) nimmt Δf erheblich zu und bleibt etwa gleich breit bis Δf_2. In dieser Zeit ist der ganze Funkweg der Sonnenstrahlung ausgesetzt. Wir bezeichnen deshalb diesen Bereich als Tagesbereich T. Zwischen Δf_2 und Δf_3 tritt nach vorübergehender Erweiterung des ÜFB infolge abnehmender Tagesdämpfung eine zunehmende Verringerung des ÜFB infolge Grenzfrequenzabnahme ein (Nachtbereich N). Diese Verringerung setzt sich in den Vormittagsstunden noch weiter fort infolge der zunehmenden Dämpfungsfrequenz. Der Bereich zwischen Δf_3 und Δf_1 ist deshalb für den Funkbetrieb sehr schlecht geeignet. Die Hauptübertragungszeiten liegen in den Bereichen T und N.

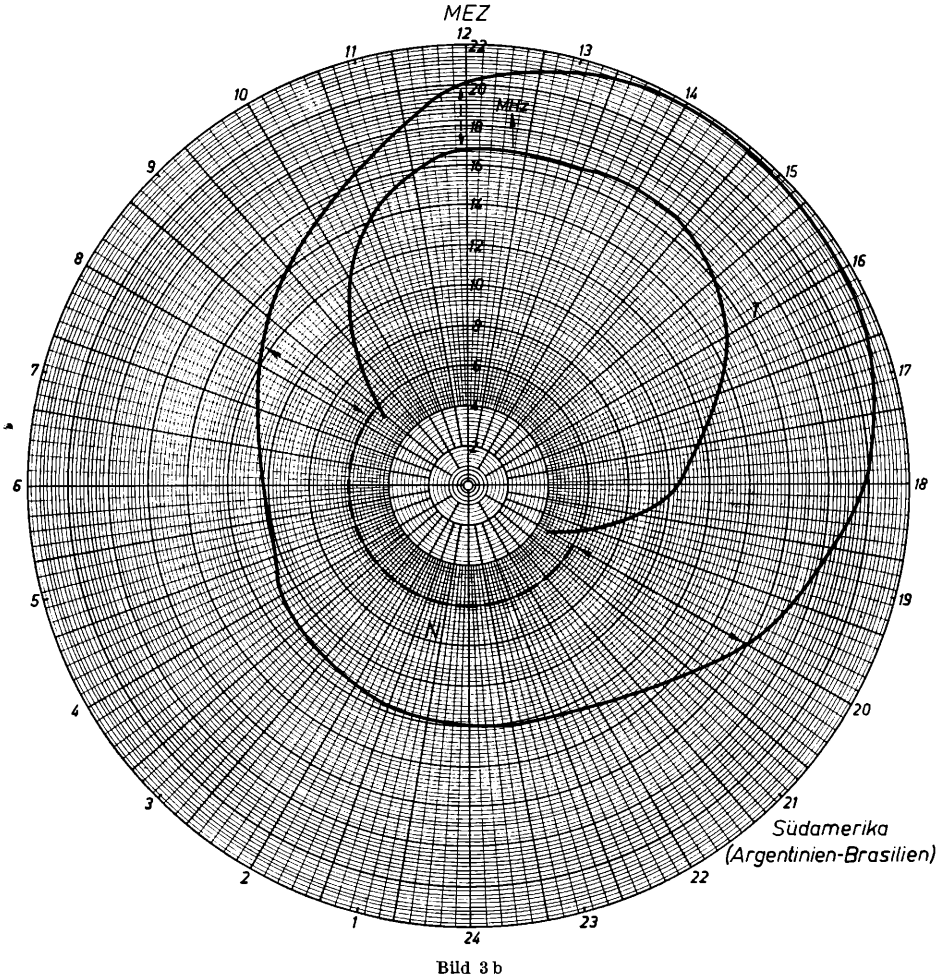


Bild 3 b

Bild 3 zeigt die Gegenüberstellung solcher *Funkwetterdiagramme* für die Funklinien Nordamerika, Südamerika, Südafrika, Südasien und Ostasien. Man sieht, wie sich nach MEZ der Bereich *T* bei dem Übergang von West nach Ost vom Nachmittag auf den Vormittag verschiebt, während der Bereich *N* in den Nachmittag rückt. Für Südafrika ist symmetrische Lage zum Mittag vorhanden. An Stelle der schmalen ÜFBe der Westlinien in den Vormittagsstunden treten für die Ostlinien Ausfallszeiten des Verkehrs in den Nachtstunden (MEZ) durch Überschneidung der Grenzfrequenz- und Dämpfungsfrequenzkurven auf.

IV. Zeitliche Veränderungen des ÜFB

Während im vorstehenden der ÜFB aus Meßergebnissen von Ionosphärenbeobachtungsstationen und theoretischen Überlegungen ermittelt wurde, kann man auch durch systematische Funkbeobachtungen von Sendern verschiedener Frequenz, die in einem bestimmten überseeischen Gebiet stehen (Frequenzen so gewählt, daß sie den ganzen möglichen ÜFB erfassen), die zeitlichen Veränderungen des ÜFB ermitteln. Bild 4 a zeigt solche Beobachtungen für Nordamerika, Bild 4 b für Südamerika, wie sie im Sonnenfleckenminimum (Jan. 1944) auf der Funkstelle Norddeich durchgeführt wurden. Die Lautstärke ist durch die Punktdicke dargestellt. Man erkennt aus diesen „Monatspunktfeldern" den tageszeitlichen Verlauf der Grenz- und Dämpfungsfrequenz als Monatsmittel, eventuell auch die nächtliche Grenze der atmosphärischen Störungen. Nordamerika hat dabei eine weniger scharf definierte Grenzfrequenz als Südamerika. Die Streustrahlung in höheren Breiten als Folge von Nordlichtstörungen macht sich hier bemerkbar. Im übrigen liegt, wie zu erwarten, die Grenz- und Dämpfungsfrequenz bei Südamerika höher als bei Nordamerika.

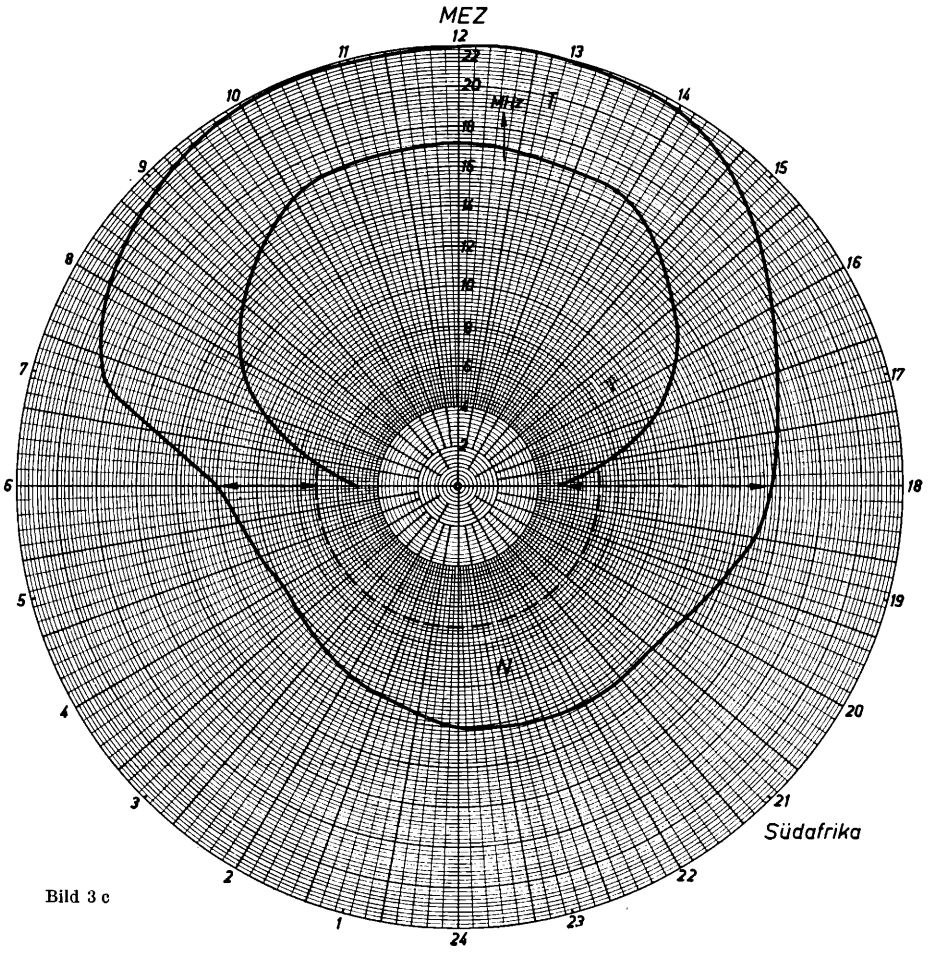


Bild 3 c

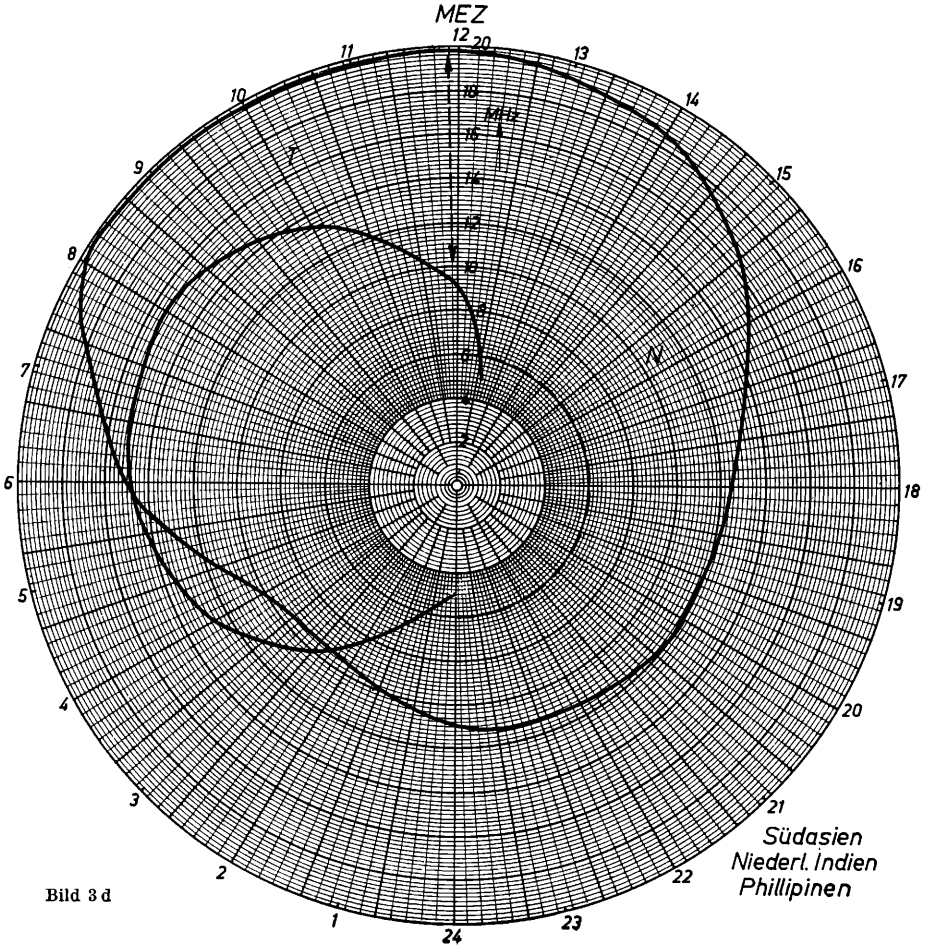


Bild 3 d

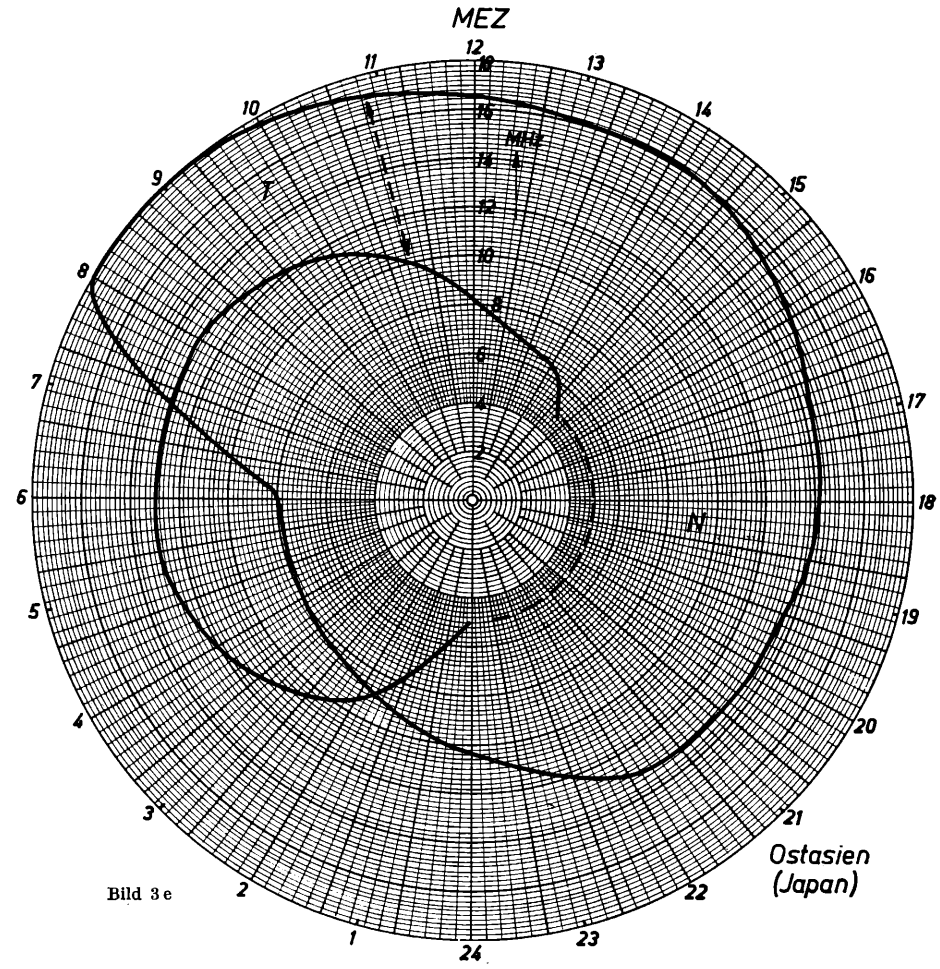
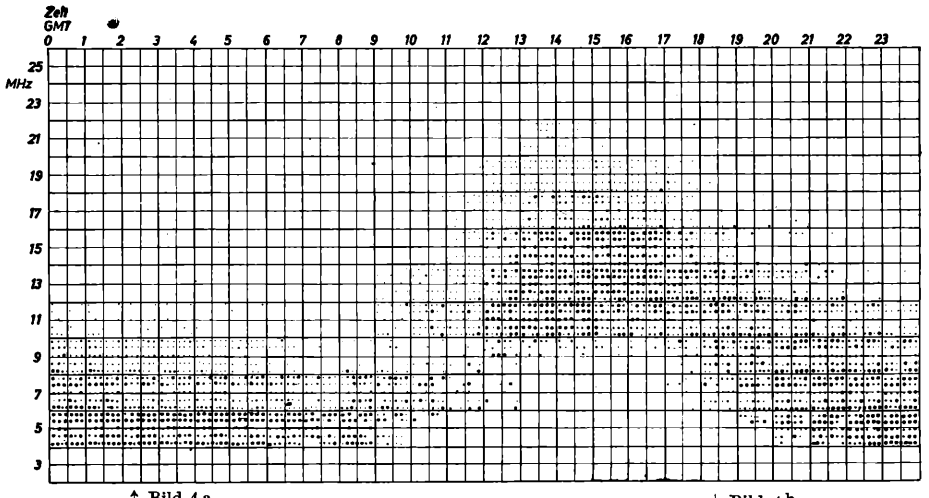


Bild 3e



↑ Bild 4a ↓ Bild 4b

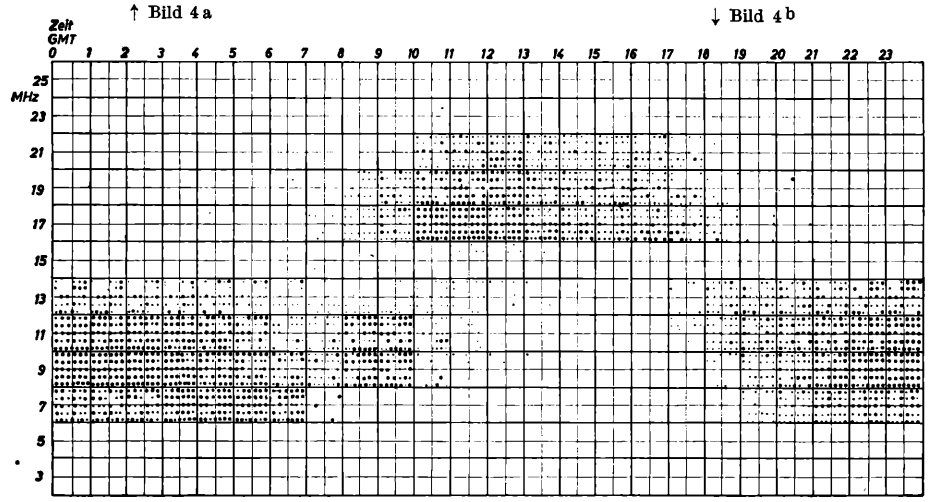


Bild 4. Beobachtungen des UFB a) für Nordamerika, b) für Südamerika im Sonnenfleckenminimum (Januar 1944), durchgeführt auf der Hauptfunkstelle Norddeich. Frequenzen in MHz, Zeit in GMT. Punktdicke kennzeichnet die Lautstärke

Bild 5 stellt Ergebnisse täglicher ÜFB-Beobachtungen dar an drei aufeinanderfolgenden Tagen (Funkfrequenzmeßstelle München des FTZ aus dem Jahre 1953). Auf Grund der einzelnen Meßpunkte sind hier nur die Randkurven, also die Grenzfrequenz und die Dämpfungsfrequenz gezeichnet. Am zweiten Tag liegt die Dämpfungsfrequenz höher als am ersten. Am dritten Tag ist die Dämpfung wieder zurückgegangen, und die Grenzfrequenz hat am Tage ihren früheren Wert wieder erreicht bzw. sogar überschritten. In der vorhergehenden Nacht waren die Grenzfrequenzen höher als in der ersten. Am dritten Tag waren die Nachtgrenzfrequenzen niedriger als Nachwirkung der Störung.

Aus diesem Ablauf sind bemerkenswert die Tatsachen, daß Grenz- und Dämpfungsfrequenzänderungen nicht immer parallel verlaufen und daß diese Veränderungen sich nicht gleichmäßig auf die ganze Tageskurve erstrecken, sondern daß eine Deformation der Kurven eintritt. Eine parallel verlaufende Grenz- und Dämpfungsfrequenzänderung beobachtet man z. T. bei stark zunehmender Sonnenaktivität. Bei Nordlichtstörungen tritt kurz vor oder während der Störung eine antiparallele Änderung der Grenz- und Dämpfungsfrequenz ein. Die Grenzfrequenz sinkt bei zunehmender Dämpfung. Die Dämpfungszunahme tritt dabei teilweise schon einen Tag früher ein als die Grenzfrequenzabnahme. Bei der folgenden Grenzfrequenzabnahme wird dann u. U. schon wieder eine Dämpfungsabnahme beobachtet. Es handelt sich hier um die Auswirkung der bereits obenerwähnten Nordlichtdämpfung. In Bild 6 werden die Störungen des ÜFB mit den Ergebnissen senkrechter Grenzfrequenzmessungen verglichen. Aus Beobachtungen des ameri-

kanischen Normalfrequenzsenders WWV (Funkfrequenzmeßstelle München des FTZ) wurden die für die Zeiten 14 Uhr und 17 Uhr GMT gemittelten QSA-Werte der einzelnen Frequenzen eingetragen und durch Gerade miteinander verbunden. Auf diese Weise erhält man im linken Teil von Bild 6 a einen Überblick über die Feldstärkeverteilung innerhalb des ÜFB für aufeinanderfolgende Tage. Die Beobachtungen stammen aus der Zeit des letzten Sonnenfleckenmaximums, wo Grenzfrequenzen bis 35 MHz und mehr auftraten. Bild 6 b zeigt ein Beispiel für den Nacht-ÜFB, gemittelt aus 2-Uhr- und 5-Uhr-GMT. Rechts im Bild 6 ist der Tagesgang der F_2-Grenzfrequenz eingetragen, wie er von der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau gemessen wurde. Im mittleren Teil von Bild 6 a sieht man noch besonders die hieraus entnommenen Schwankungen des 12-Uhr-Mittagswertes, in Bild 6 b die Schwankungen des nächtlichen Grenzfrequenzminimums.

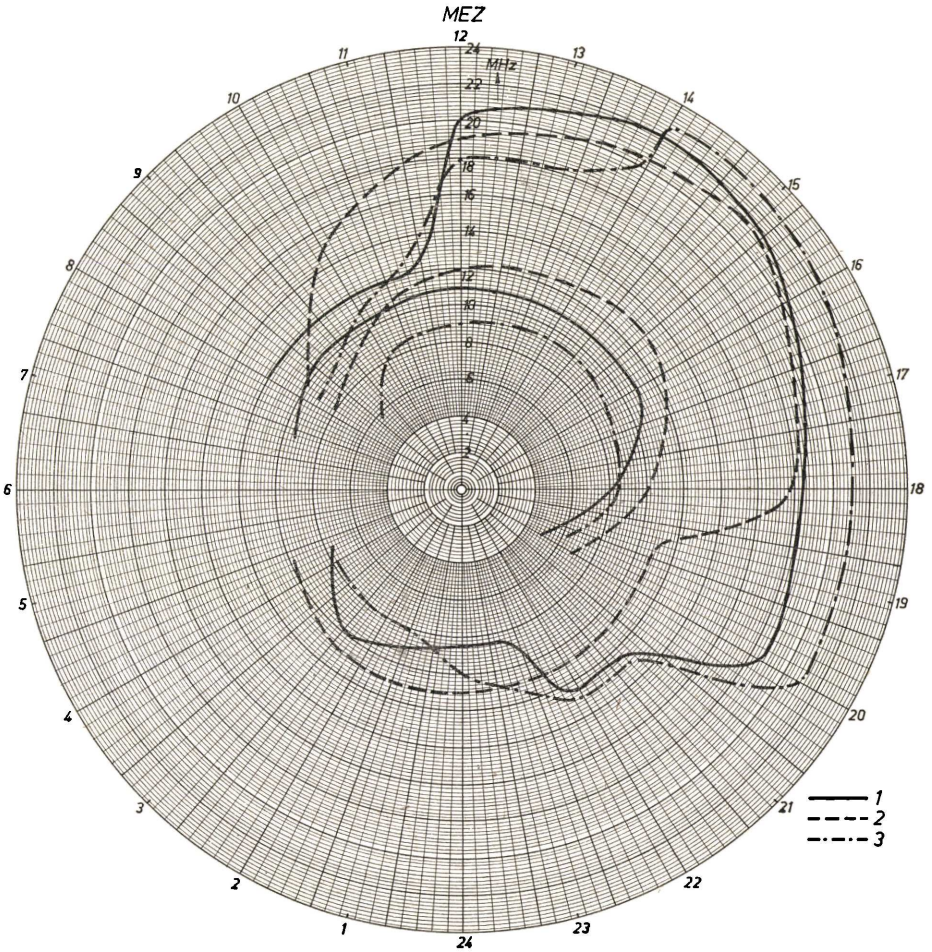


Bild 5. Aus Funkbeobachtungen ermittelte Funkwetterdiagramme an drei aufeinanderfolgenden Tagen [Beobachtungen des Funkfrequenzmeßdienstes der Deutschen Bundespost ———, und zwar am 1. 12. 1952 (Nr. 1), — — — — 2. 12. (Nr. 2), —·—·— und 3. 12. (Nr. 3)]

Betrachten wir zuerst die Störung vom 19. Nov. 1949. Der Mittagswert der senkrechten Grenzfrequenz $f_\perp$ ist am 19. noch hoch, während die Nordamerika-Grenzfrequenz einen starken Abfall zeigt bei gleichzeitig stark erhöhter Dämpfung. Am 20. tritt der Grenzfrequenzabfall in $f_\perp$ ein, die Nordamerika-Dämpfung ist bereits zurückgegangen, und die Grenzfrequenz ist hier noch niedrig. Am 21. und 22. bilden sich wieder den Vortagen entsprechende normale Verhältnisse des ÜFB aus bei gleichzeitigem Ansteigen von $f_\perp$.

Am 19. März 1950 tritt wieder bei hohen Werten der 12-Uhr-Grenzfrequenz $f_\perp$ ein Abfall der Grenzfrequenz von Nordamerika bei gleichzeitiger Dämpfungszunahme ein. Am folgenden Tag, dem 20. März, normalisieren sich die Verhältnisse im ÜFB bei leichtem Absinken von $f_\perp$. Der Zustand der dazwischenliegenden Nacht ist aus Bild 6 b zu ersehen. Ein starkes Absinken der Nordamerika-Grenzfrequenz geht parallel mit einem Abfall des Grenzfrequenzminimums $f_{\perp m}$ von Lindau.

Am 21. März folgt ein Tag mit breitem ÜFB, aber im Durchschnitt abgefallenen Feldstärken bei gleichbleibender Mittagsgrenzfrequenz $f_\perp$. An den folgenden Tagen sehen wir ein starkes Absinken von $f_\perp$ und Grenzfrequenzabfall für Nordamerika bei jedoch guten Feldstärken auf 15 und 20 MHz mit Ausnahme des 24. März. Ab 25. Wiederanstieg der Tagesgrenzfrequenzen $f_\perp$ und Nordamerika.

Am 27. zeigt sich ein dritter Fall starker Dämpfungszunahme im ÜFB Nordamerika bei hohen $f_\perp$-Werten von Lindau als Vorbote des am nächsten Tage erfolgenden Grenzfrequenzabfalls von $f_\perp$ und Feldstärkeanstieg für Nordamerika. Zwei Tage später nochmals erhöhte Dämpfung.

Aus den Betrachtungen zu Bild 6 folgt

1. daß die an einem Endpunkt einer Überseeverbindung senkrecht gemessenen Tagesgrenzfrequenzen keinen ausgeprägten Parallelgang mit der Tagesgrenzfrequenz der Funklinie zeigen, während die Korrelation zwischen dem Grenzfrequenzminimum und den Nachtgrenzfrequenzen der Überseelinie besser zu sein scheint;
2. daß am Tage für den ÜFB neben der Grenzfrequenzänderung die Änderung der Dämpfung eine große Rolle spielt;
3. daß sich die Störung im ÜFB der Funklinie Nordamerika z. T. einen Tag früher zeigt als in der Grenzfrequenz $f_\perp$ von Lindau. Letzeres ist vermutlich durch die nördlichere Lage der Reflexionspunkte dieser Linie zu erklären.

Die Diskrepanz zwischen dem Grenzfrequenzverlauf einer Überseelinie und den an einer Stelle senkrecht gemessenen Werten ist verständlich auf Grund von Untersuchungen von *O. Burkard,* deren Ergebnisse in

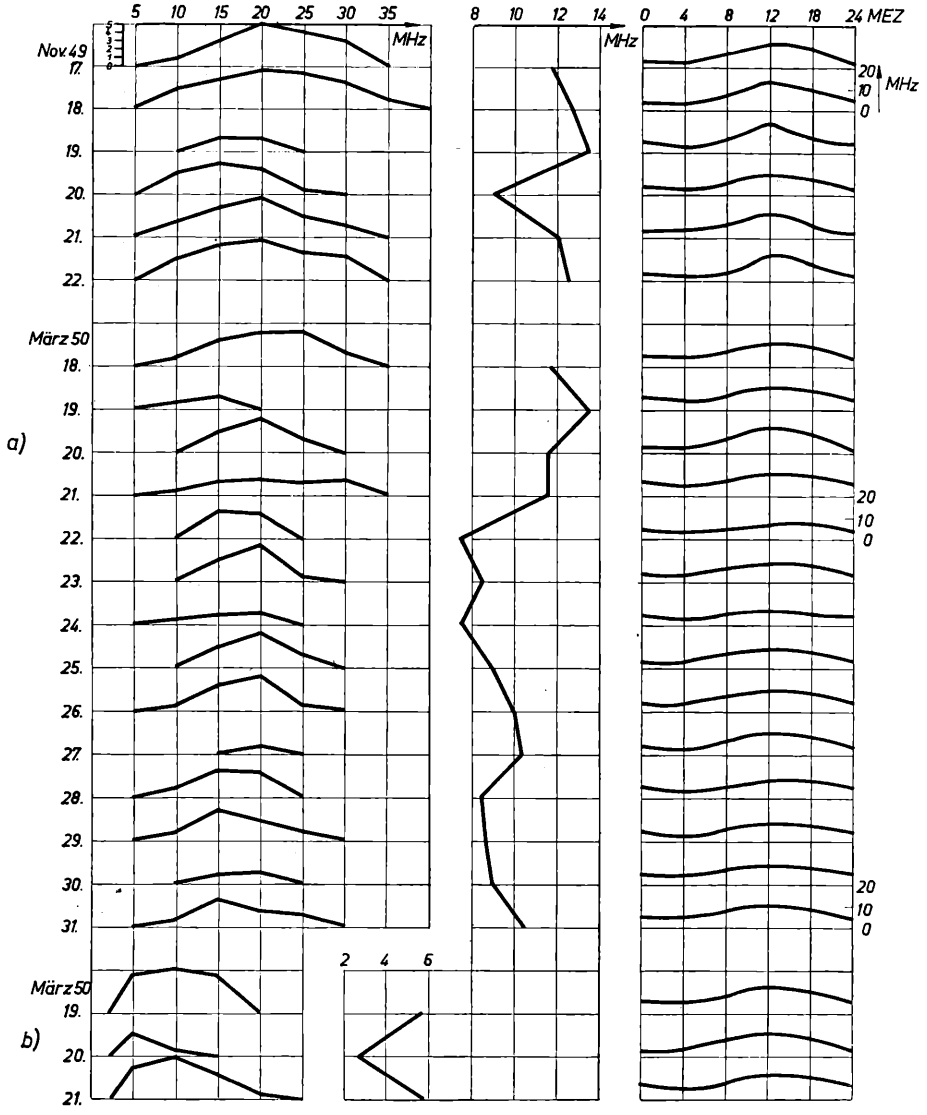


Bild 6. Vergleich von UFB-Beobachtungen des amerikanischen Normalfrequenzsenders WWV, durchgeführt auf der Funkfrequenzmeßstelle München des FTZ, mit senkrechten Grenzfrequenzmessungen des Instituts für Ionosphärenforschung Lindau/Hann. (rechts im Bild Tagesgang f_0 F 2)

a) aus 14- und 17-Uhr-Beobachtungen (GMT) gemittelte QSA-Werte der WWV-Frequenzen durch Gerade verbunden (links). Mitte: Schwankungen des 12-Uhr-Grenzfrequenzwertes von Lindau

b) aus 2 und 5 Uhr gemittelte QSA-Werte (links). Mitte: Schwankung des Grenzfrequenzminimums von Lindau

Bild 7. Isanomalen-Karten der Grenzfrequenzen über Europa nach O. *Burkhard*. Isanomalen = Kurven konstanter Abweichungen von den Monatsmittelwerten nach Ergebnissen der in diesem Gebiet liegenden Ionosphärenbeobachtungsstationen, gezeichnet in stündlichen Abständen von 8 Uhr bis 15 Uhr am 16. 2. 1951 [nach J. Geophys. Res. 56 (1951), Seite 599]

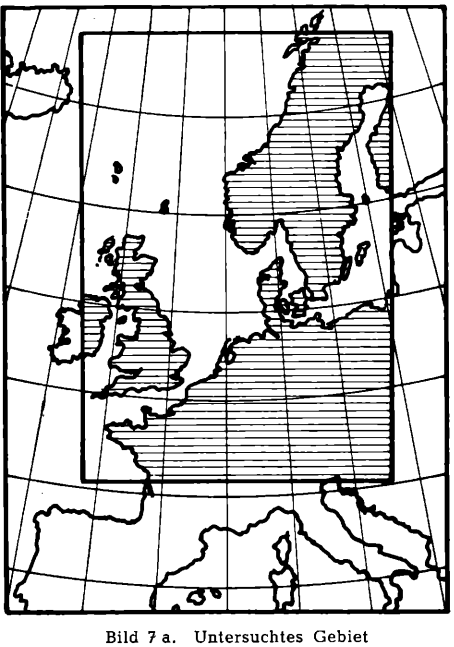


Bild 7 a. Untersuchtes Gebiet

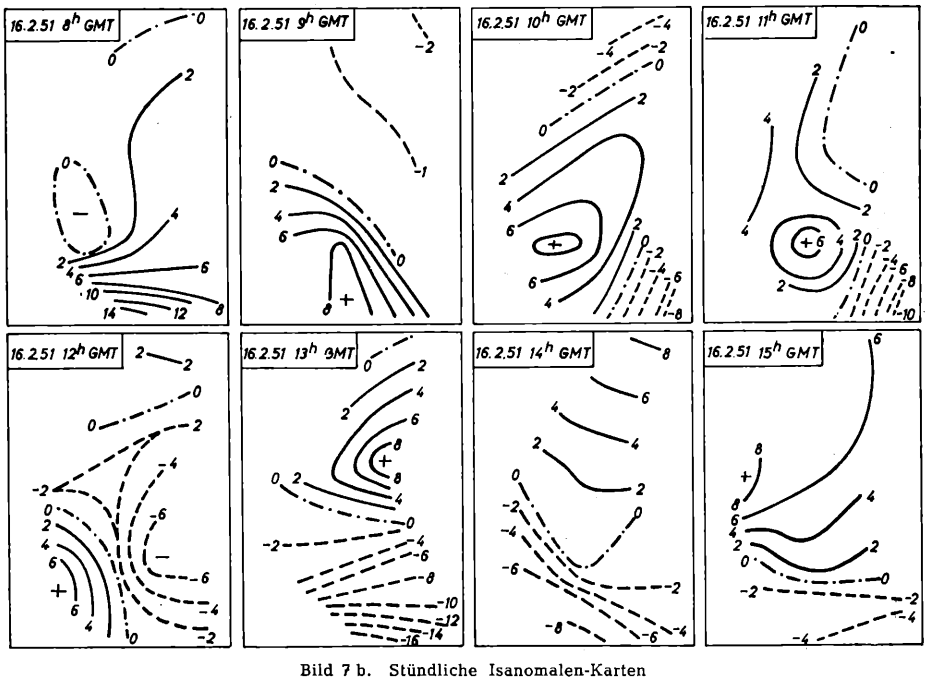


Bild 7 b. Stündliche Isanomalen-Karten

Bild 7 wiedergegeben sind. In dem in Bild 7 a gezeigten Gebiet Europas wurden die stündlichen Abweichungen der Grenzfrequenzen von Ionosphärenbeobachtungsstationen von ihrem Monatsmittelwert untersucht. In Bild 7 b sind diese Kurven konstanter Abweichungen, sog. Isanomalen, für die Zeit von 8 Uhr bis 15 Uhr des 16. 2. 51 wiedergegeben. Die ausgezogenen Kurven bedeuten eine positive Abweichung, die gestrichelten eine negative. Die Zahlen geben die Differenz in MHz. + ist ein „Hoch", — ein „Tief" der Grenzfrequenzverteilung. In der Darstellung sieht man, wie ein Hoch von Süden her nach Norden vordringt. Diese dynamischen Vorgänge der Ionosphäre dürften der Grund für die beobachteten Unterschiede in den Grenzfrequenzen von Nordamerika und $f_\perp$ von Lindau sein. Diese Bewegungen in der Ionosphäre, die als Plasmaschwingungen noch näherer Untersuchung bedürfen, treten insbesondere bei Störungen auf. Sie erzeugen dabei die später zu besprechende unterschiedliche Auswirkung der Ionosphärenstörungen auf die verschiedenen Funklinien und Richtungen.

Bild 8 a zeigt den aus den 14-Uhr- und 17-Uhr-WWV-Beobachtungen gemittelten Tages-ÜFB bzw. seine Veränderung für die Zeit von Nov. 1949 bis Aug. 1950. f_{opt} stellt dabei die Lage des Feldstärkeoptimums innerhalb des ÜFB dar. Im unteren Teil von Bild 8 a ist der 12-Uhr-Wert der $f_\perp$-Messung von Lindau eingetragen. Während für die einzelnen Tage nicht immer ein Zusammenhang der Grenzfrequenz von Nordamerika f_G und der $f_\perp$-Messung besteht, ist die jahreszeitlich fallende Tendenz vom Winter zum Sommer in beiden Kurven klar ausgeprägt. Den hierzu antiparallelen Verlauf zeigt die Dämpfungsfrequenz f_D, d. h. eine Zunahme vom Winter zum Sommer. Der jahreszeitliche Gang ist also auch hier ausgeprägt.

Bild 8 b gibt denselben Vergleich für den Nacht-ÜFB, gemittelt aus 2-Uhr- und 5-Uhr-GMT. Die Schwankungen der unteren Grenze sind nicht allein durch Dämp-

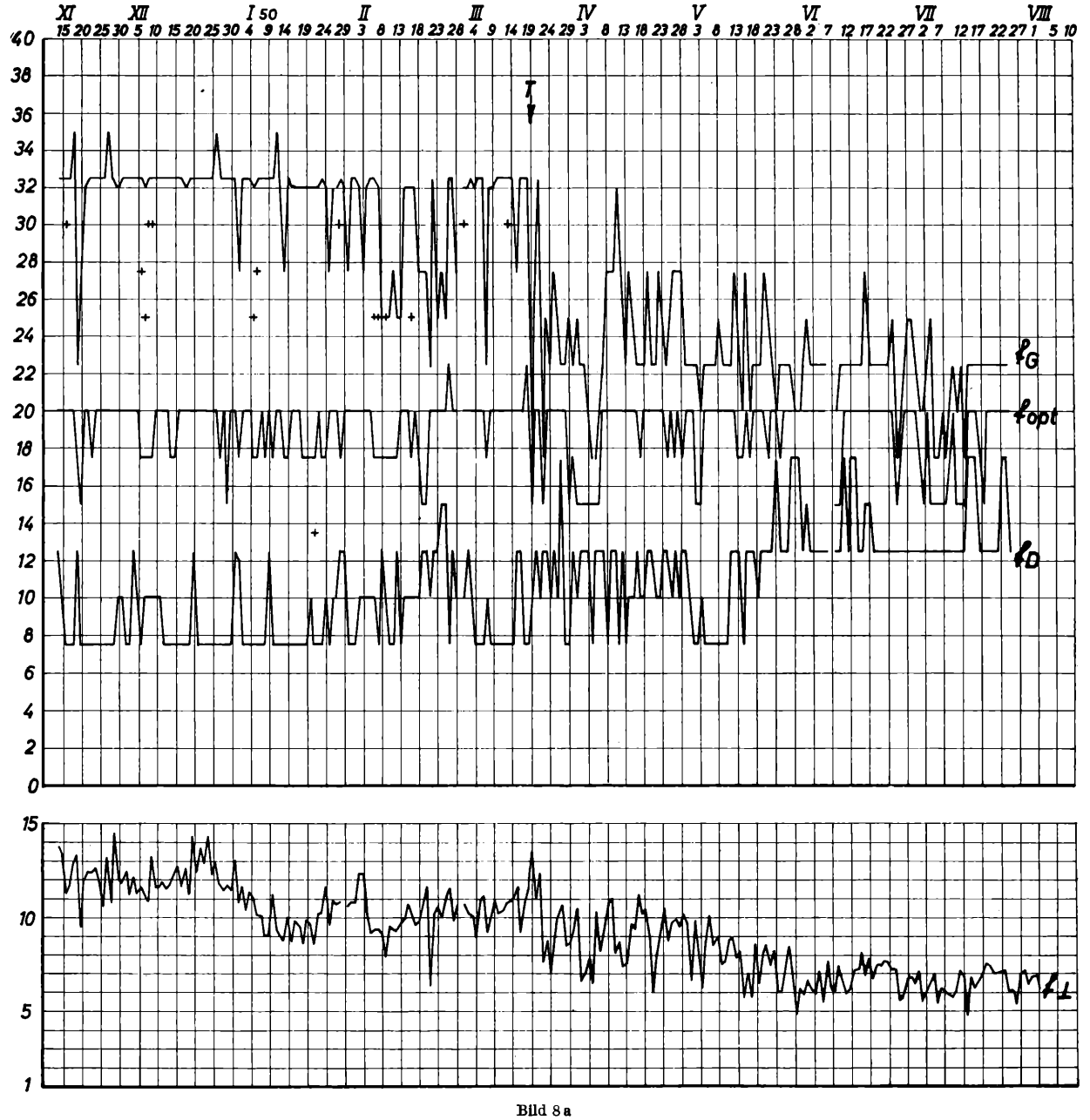


Bild 8 a

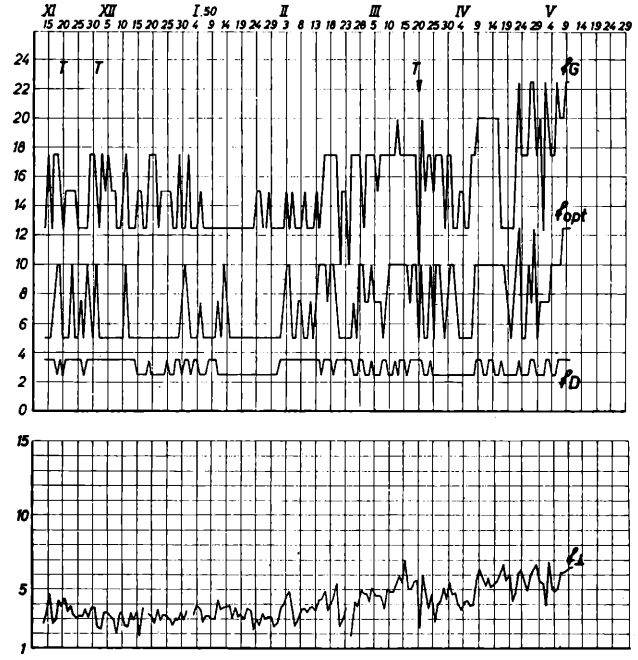


Bild 8b

Bild 8 a u. b. Tägliche Veränderungen des ÜFB für Nordamerika im Verlaufe eines halben Jahres (Nov. 1949 bis Aug. 1950) nach Beobachtungen der Funkfrequenzmeßstelle München

a) Breite gemittelt aus 14- und 17-Uhr-GMT-Beobachtungen (f_G Grenzfrequenz, f_D Dämpfungsfrequenz, f_{opt} Frequenz des Lautstärkemaximums) des amerikanischen Normalfrequenzsenders WWV (Frequenzen im Abstand von 5 MHz zwischen 5 und 35 MHz. $f_\perp$ = 12-Uhr-Grenzfrequenz der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau

b) Breite des ÜFB gemittelt aus 2- und 5-Uhr-GMT-Beobachtungen (niedrigste Frequenz 2,5 MHz). $f_\perp$ Grenzfrequenzminimum der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau

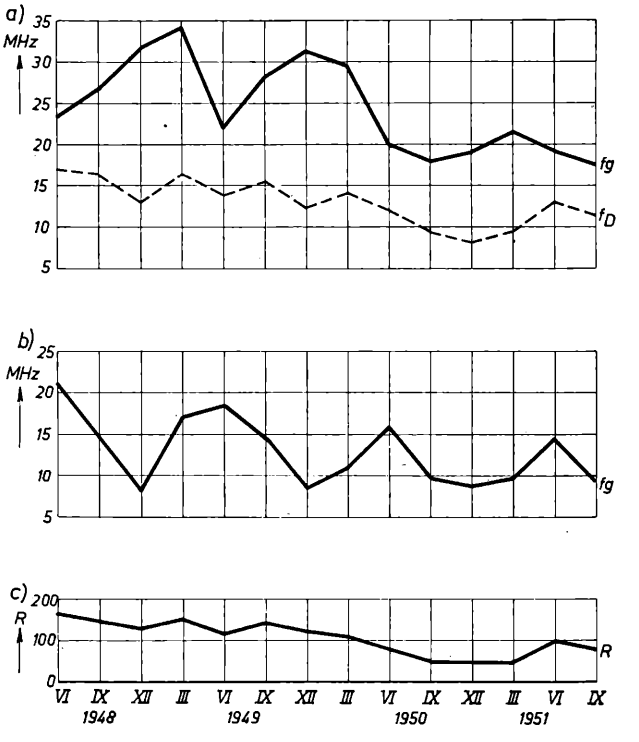


Bild 9. a) Änderung des Tages-ÜFB von Nordamerika in vierteljährlichen Abständen als Monatsmittel des 14-Uhr-GMT-Wertes, und
b) der 2-Uhr-Nachtfrequenz von WWV-Beobachtungen der Funkfrequenzmeßstelle des FTZ vom Sommer 1948 bis Herbst 1951
c) die in diesem Zeitraum sinkende Sonnenaktivität, dargestellt durch die monatliche Sonnenfleckenrelativzahl R

fung bedingt. Hier spielt der Einfluß des atmosphärischen Störpegels eine große Rolle. Daß aber auch nächtlicher Dämpfungseinfluß vorliegt, geht aus der Tatsache hervor, daß nur zu gewissen Zeiten die amerikanischen Mittelwellen-Rundfunksender bei uns hörbar werden. Die jahreszeitliche Tendenz der Grenzfrequenz, steigend vom Winter zum Sommer, ist in beiden Kurven (Nordamerika und $f_\perp$) gut ausgeprägt. Der tägliche Parallelgang ist besser.

Bild 9 zeigt in vierteljährlichen Abständen die Änderung des Tages-ÜFB von Nordamerika als Monatsmittel des 14-Uhr-Wertes von WWV-Beobachtungen und der 2-Uhr-Nachtgrenzfrequenz (Zeiten in GMT) vom Sommer 1948 bis Herbst 1951. Außerdem ist die von den Sonnenobservatorien bekanntgegebene monatliche Sonnenfleckenrelativzahl R eingetragen. Im Tages-ÜFB ist der Abfall der Grenz- und Dämpfungsfrequenz mit der Sonnenaktivität deutlich erkennbar. Der Bereich verlagert sich nach niedrigeren Werten. Es überlagern sich selbstverständlich die jahreszeitlichen Schwankungen, die in der Nachtgrenzfrequenz stark überwiegen.

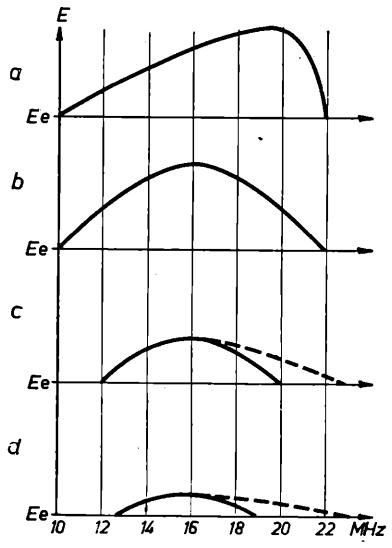


Bild 10. Zeitliche Veränderungen des Feldstärkeverlaufes im ÜFB (E_e erforderliche Mindestfeldstärke für das Ansprechen des Empfängers
– – – – – Feldstärkeverlauf bei Streustrahlung

Bild 10 zeigt nochmals schematisch die bei Nordlichtstörungen entweder gleichzeitig oder mit geringer zeitlicher Verschiebung eintretenden Veränderungen des ÜFB. a) entspricht dem ungestörten Fall: Maximum der Feldstärke liegt etwa 20 % unterhalb der Grenzfrequenz. Bei leichten Störungen verlagert sich das Maximum in die Mitte des ÜFB. Bei weiter zunehmender Störung tritt gleichzeitig mit der Einengung des ÜFB ein Absinken des Feldstärkemaximums ein (c und d). Die gestrichelten Kurven deuten dabei die Möglichkeit einer starken Erweiterung des ÜFB nach hohen Frequenzen durch „Streustrahlung" an. Man versteht darunter durch Streuung an Ionenwolken des E-Gebietes, z. T. auch unter Mitwirkung der Erdbodenstreuung, bei Störungen auftretende zusätzliche Ausbreitungswege.

V. Darstellung des Funkwetters durch eine Kennziffer

Während man langfristige Veränderungen des Funkwetters durch den z. B. für einen Monat angegebenen mittleren Tagesverlauf graphisch darstellt, ist es praktisch, für die täglichen oder stündlichen Schwankungen, d. h. also für kurzfristige Veränderungen des Funkwetters Kennziffern zu benutzen. Diese Kenn-

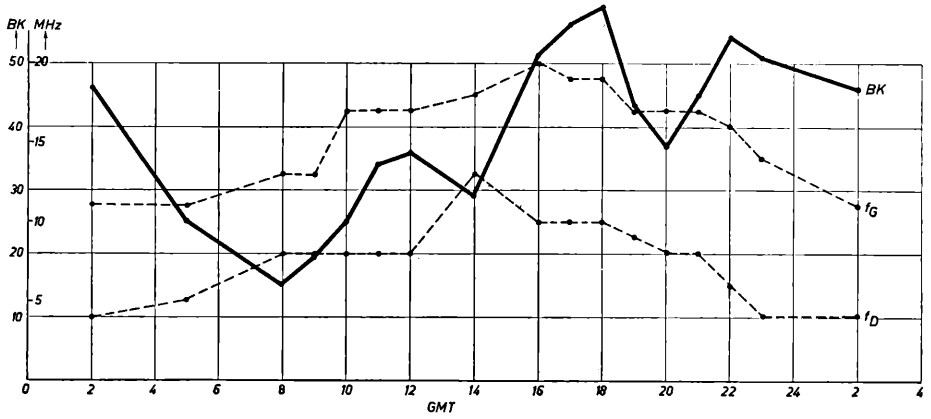


Bild 11. Ergebnisse der ÜFB-Beobachtung Nordamerika Ostküste der Funkfrequenzmeßstelle des FTZ München am 3. 6. 1953. Die Beobachtungszeiten sind durch Punkte in den Kurven markiert, die zur besseren Übersicht durch Gerade verbunden wurden. Eingetragen sind $\Delta f = f_G - f_D$, die zu den einzelnen Beobachtungszeiten gemittelte Feldstärke $\bar{E}$, und die Bandkennziffer BK

ziffer soll für alle innerhalb des ÜFB gelegenen Frequenzen Gültigkeit besitzen. Sie kann also nicht abgeleitet werden aus dem Feldstärkeverlauf einer einzigen Frequenz bzw. einer Tages- und Nachtfrequenz. Auch die Grenzfrequenz allein kann nicht Grundlage einer solchen Kennziffer sein, weil die Ausbreitungsbedingungen außerdem der Dämpfungsänderung unterliegen. Einen ausgeprägteren Zusammenhang mit dem senkrecht gemessenen Grenzfrequenzminimum lassen nur die Nachtgrenzfrequenzen erkennen.

Der Verfasser hat in einer früheren Arbeit versucht, die Grenzfrequenz- und Dämpfungsbedingungen einer Funklinie durch eine einzige Kennziffer auszudrücken.

Unter Funklinie sind hier die Empfangsbedingungen eines größeren überseeischen Gebietes, z. B. Nord- oder Südamerika verstanden. Grenz- und Dämpfungsfrequenz und damit auch der ÜFB sind also summarisch für ein bestimmtes Richtungs- und Entfernungsintervall definiert. Um die Ausbreitungsbedingungen über die ganze Erde zu kennzeichnen, wurden schon in den Kurven von Mexiko City größere Gebiete zugrunde gelegt. Bei der ÜFB-Beobachtung werden zu bestimmten Zeiten in gewissen Frequenzabständen sozusagen Stichproben des Empfanges durchgeführt über den gesamten in Frage kommenden Frequenzbereich. Dabei wird der ÜFB nicht, wie z. B. bei „Durchdrehaufnahmen", lückenlos abgetastet, sondern es sind je nach den zur Verfügung stehenden Sendern Frequenzintervalle vorhanden, in denen keine Beobachtung möglich ist. Hierdurch ist selbstverständlich auch die Festlegung der Grenzen beeinträchtigt. Außerdem ist infolge der unterschiedlichen Entfernungen der Sender in dem betrachteten überseeischen Gebiet die Feldstärkeverteilung im ÜFB nicht allgemein von einer Seite her stetig steigend und nach einem Maximum nach der anderen Seite fallend, wie es für eine definierte Linie der Fall ist. Diese Beobachtungsmängel treten in der im folgenden besprochenen Kennziffer der Empfangsgüte wesentlich geringer in Erscheinung als in den einzelnen Faktoren, aus denen sie gebildet wird, da hierin außer der ÜFB-Breite die mittlere Feldstärke im ÜFB enthalten ist.

Voraussetzung für gutes Funkwetter ist erstens ein breiter ÜFB, denn um so mehr Betriebsfrequenzen können mit einem entsprechend großen Sicherheitsabstand gegen Schwankungen der Grenzen des ÜFB bei Störungen eingesetzt werden. Eine weitere Bedingung ist, daß auch die Feldstärken im ÜFB möglichst groß sind. Es muß also der Einfluß der Dämpfung und der Streustrahlung mitberücksichtigt werden, durch den auch in einem breiten ÜFB die Feldstärken gering sein können. Die Breite und die Feldstärken des ÜFB gehen nicht immer parallel. Die nächstliegende, vom Verfasser bereits in einer früheren Veröffentlichung [1] vorgeschlagene Gütekennziffer ist deshalb das Produkt aus der ÜFB-Breite und der darin auftretenden mittleren Feldstärke in logarithmischer Skala zur Zeit t:

$$BK_t = ((\Delta f + 1) \cdot \bar{E})_t. \qquad (9)$$

Δf (MHz) Breite des ÜFB, E mittlere Feldstärke (Lautstärke S Skala) zur Beobachtungszeit t ($+1$ ist hinzugefügt, damit erst $BK = 0$ für $E = 0$). In Bild 11 ist als Beispiel eine ÜFB-Beobachtung der Funkfrequenzmeßstelle des FTZ München wiedergegeben (Nordamerika Ostküste 3. 6. 1953). Die gestrichelten Kurven stellen die höchsten und niedrigsten beobachteten Frequenzen dar, d. h. die Grenzfrequenz f_G und die Dämpfungsfrequenz f_D. Die Mittelwerte der zur Zeit t (1- bis 3stündlich) festgestellten Lautstärken sind in der oberen Kurve als $\bar{E}$ gezeichnet. Außerdem ist die nach obiger Formel errechnete Bandkennziffer BK eingetragen ($\Delta f = f_G - f_D$).

Das Feldstärkemaximum am Tage zeigt eine zeitliche Verschiebung gegen das Maximum der Grenz- und Dämpfungsfrequenz. Die durch Punkte markierten Beobachtungswerte sind der besseren Übersicht halber durch Gerade verbunden. Man sieht deutlich, daß die BK sowohl die Schwankungen der ÜFB-Breite als auch die der Feldstärke enthält. Das Tagesmaximum der BK fällt hier mit dem Feldstärkemaximum zusammen. Nachts zeigt die Feldstärke um 2 Uhr ein zweites Maximum, während die BK, die bereits seit 23 Uhr infolge der Grenzfrequenzabnahme sinkt, nach 2 Uhr infolge der durch zunehmende Tagesdämpfung bedingten Einengung des ÜFB noch rascher abfällt. Die

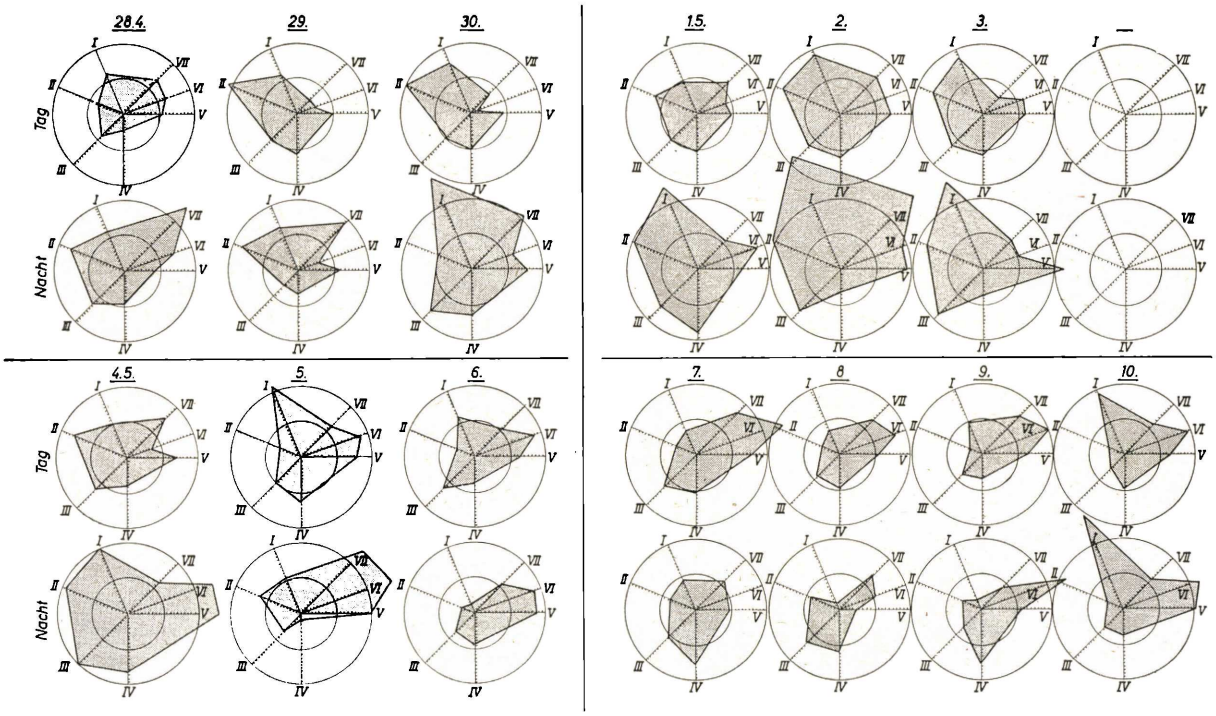


Bild 12. Tägliche Darstellung der Funkwetteränderung in den einzelnen Richtungen durch „relative" Bandkennziffern (BK_r) nach UFB-Beobachtungen des Funkfrequenzmeßdienstes der Deutschen Bundespost (Zeit 28. 4. bis 10. 5. 1953)
(Im Nullpunkt $BK_r = 0$; innerer Kreis $BK_r = 1$; äußerer Kreis $BK_r = 2$. BK_r-Werte durch Gerade verbunden. Beobachtungsrichtungen: I Kanada, II USA, III Südamerika, IV Südafrika, V Indien, VI Australien, VII Japan-China. T = Tag, N = Nacht)

abends eintretende Verschlechterung der Güte der Tagesfrequenzen und die nach Aufhören der Tagesdämpfung zunehmende Güte der Nachtfrequenzen zeigt sich im Abfall der *BK* um 19 und 20 Uhr.

Durch Mittelwertbildungen der *BK* kann man die Funkwettergüte eines Tagesabschnitts zum Ausdruck bringen. Zu diesem Zweck definiert man z. B. für die Funklinie einen Tages- und Nachtbereich durch die Festsetzung, daß im Tagesbereich sämtliche Reflexionspunkte sonnenbeleuchtet sind, evtl. abends mit einem gewissen Zuschlag wegen der durch die ionosphärische Rekombination bewirkten Verzögerung der Grenzfrequenzabnahme (Bild 2). Mittelwerte dieser Art bilden die Möglichkeit, die täglichen Schwankungen des Funkwetters leicht miteinander zu vergleichen, was für die Aufstellung und Kontrolle von Tagesfunkprognosen von wesentlicher Bedeutung ist. In diesem Zusammenhang nicht interessierende langfristige Änderungen können durch Bildung einer „relativen" *BK*, d. h. die Bildung des Quotienten der Tages-*BK* und der mittleren *BK* eines längeren vorhergehenden Zeitraumes, z. B. einer Sonnenrotation, oder auch gleitender vierwöchiger Mittel eliminiert werden. $BK = 1$ kann dabei für die betreffende Jahreszeit und Sonnenfleckenlage etwa als normale Güte angesehen werden.

Solche relativen *BK* sind in Bild 12 nach ÜFB-Beobachtungen des Funkfrequenzmeßdienstes der DBP für die angegebenen Überseerichtungen I bis VII entsprechend ihrem Peilwinkel um Frankfurt in kleinen Polardiagrammen für *T* und *N* fortlaufend für die Zeit vom 28. 4. bis 10. 5. 1953 eingetragen (Ende der Rotation 1640 und Anfang 1641). Da nur bestimmte Richtungen erfaßt wurden, sind die *BK*-Werte durch Gerade verbunden. Die Größe des entstehenden Polygons stellt ein Maß für die allgemeine Funkwettergüte dar, während seine Lage die Richtungsunterschiede erkennen läßt. Der innere Kreis entspricht $BK = 1$, der äußere $BK = 2$. Werte zwischen $BK = 1$ und 2 sind gutes Funkwetter, größer als 2 übernormales Funkwetter und kleiner als 1 mäßiges bis schlechtes Funkwetter. Auf folgende Einzelheiten sei besonders hingewiesen:

1. Übernormal gutes Funkwetter zeigt sich in den „Nächten" vom 30. 4. bis 2. 5.
2. Die „Tage" 29. und 30. 4. und 3. 5. lassen einen östlichen Störungseintritt (VII) erkennen, während das westliche Funkwetter (I, II) sehr gut war.
3. Vom 6. bis 10. 5. zeigt sich eine ausgesprochene Weststörung (I, II, III), während das östliche Funkwetter (VII bis V) gut bis sehr gut war.
4. Eine stärkere Beeinträchtigung der Südlinien tritt vor Beginn der „Weststörung" am 5. 5. „nachts" ein.

Aus den letzten Ausführungen folgt, daß die Auswirkung des Ionosphärenwetters auf das Funkwetter sehr verschiedenartig sein kann und deshalb nur durch individuelle Kennziffern für die einzelnen Linien bzw. zumindest Hauptrichtungen ausgedrückt werden kann. Die störende Tendenz der Ionosphäre wird selbstverständlich durch weltweite Kennziffern, wie sie uns der Erdmagnetismus oder die Sonne liefert, sehr gut zum Ausdruck gebracht. Für die Auswirkung der Störung sind jedoch die örtlich verschiedenen Zustände der Ionosphäre und die obenerwähnten dynamischen Vorgänge in der Ionosphäre maßgebend beteiligt. Bild 13 zeigt eine Gegenüberstellung von Sonnen- und erdmagnetischen Beobachtungen, senkrechten Grenzfrequenzmessungen der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau und den Ausbreitungsbedingungen in Richtung Nord- und Südamerika (Sonnenrotation Nr. 1613. 9. 4. bis 5. 5. 1951). Die vom Sonnenobservatorium Wendelstein gelieferten Beobachtungen sind eingetragen in

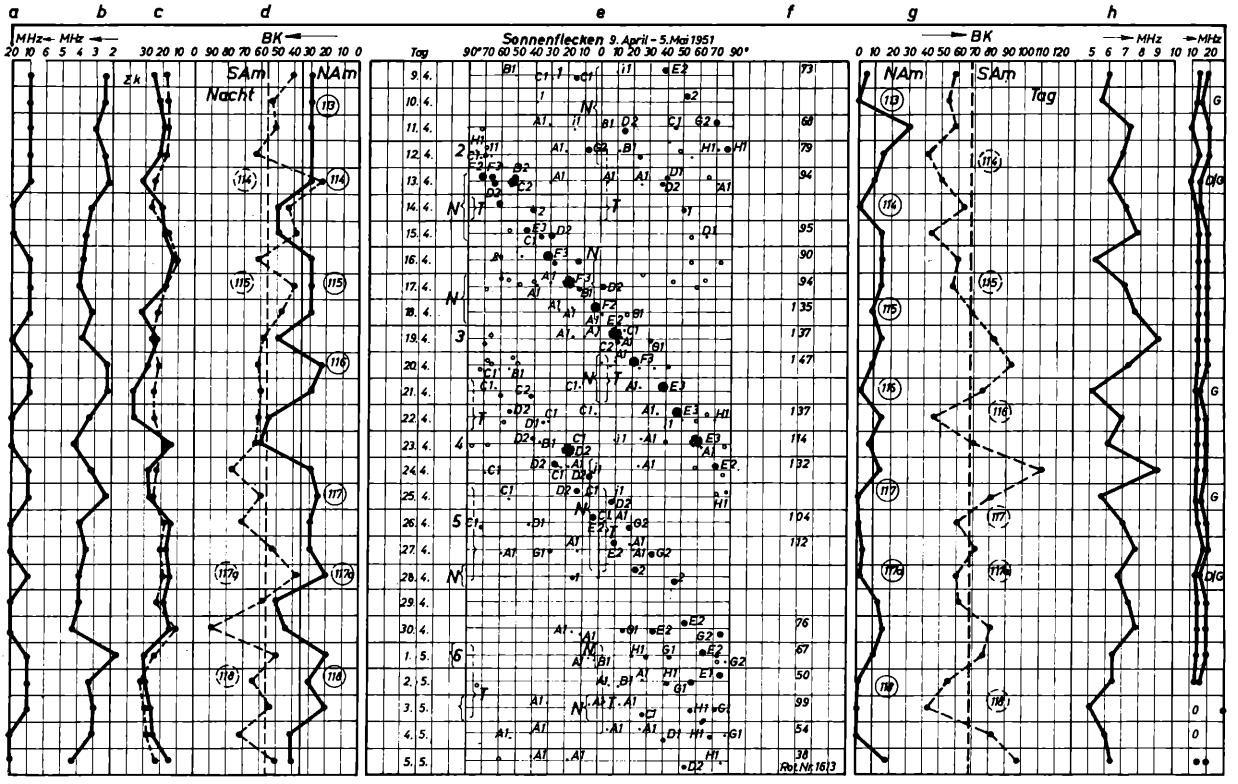


Bild 13. Vergleich des Funkwetters in den Richtungen Nordamerika und Südamerika mit Sonnenbeobachtungen und erdmagnetischen Messungen sowie senkrechten Grenzfrequenzmessungen (Sonnenrotation Nr. 1613)

Spalte a Nachtfrequenzen Nordamerika, gemittelt aus 2- und 5-Uhr-WWV-Beobachtungen
Spalte b Grenzfrequenzminimum der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau/Han.
Spalte c Magnetische Aktivität, dargestellt durch die Tagessumme der *Bartel*schen Kennziffern nach Beobachtungen des Erdmagnetischen Observatoriums Fürstenfeldbruck (ausgezogene Kurve), gestrichelt Erdstrommessungen nach *Ostermeier*.
Spalte d Nacht-*BK* von Nord- und Südamerika (die entsprechenden Geraden geben den Mittelwert)
Spalte e Sonnenbeobachtungen m. Datum (Wendelstein- und Schauinsland-Observatorium). Erläuterung siehe Text
Spalte f Sonnenfleckenrelativzahl
Spalte g Tages-*BK* von Nord- und Südamerika
Spalte h 12-Uhr-Wert der senkrechten Grenzfrequenz Lindau/Han.
Spalte i Grenz- und Dämpfungsfrequenz Nordamerika, gemittelt aus 14- und 17-Uhr-WWV-Beobachtungen (Funkfrequenzmeßstelle des FTZ München)

einer Merkatordarstellung der uns zugewandten Sonnenhälfte zwischen $\mp 40^0$ Breite um den Sonnenäquator (Spalte e). Vom Zentralmeridian 0 aus ist in der Darstellung links die östliche Länge, rechts die westliche aufgetragen. Die durch Punkte wiedergegebenen Sonnenflecken kommen vom Ostrand, wandern nach 7 Tagen durch den Zentralmeridian 0 und verschwinden nach etwa weiteren 7 Tagen am Westrand. Die Größe der Punkte ist ein Maß für die Fleckengröße. Nach *Brunner* ist das Alter der Flecken durch Buchstaben gekennzeichnet (*A* junger Fleck) und die hinzugefügten Zahlen nehmen auf die Aktivität Bezug (1—3, 1 geringe Aktivität). In Spalte c ist die erdmagnetische Aktivität nach *Bartel*schen Kennziffern als Tagessumme $\sum K$ eingetragen nach Beobachtungen des Erdmagnetischen Observatoriums Fürstenfeldbruck (ausgezogene Kurve). Die gestrichelte Kurve zeigt im allgemeinen mit der Magnetik parallel verlaufende Erdstrommessungen von *Ostermeier* in Mering. Man sieht erhöhte Aktivität am 13. 4. bei dem Durchgang eines A_1-Flecks durch den Zentralmeridian, ferner am 18. 4. beim Durchgang einer ganzen Gruppe von Flecken (A_1, *F* 2, *D* 2), ferner noch stärkere Aktivität am 21. und 22. 4. beim Durchgang eines *C* 1-Flecks, wiederum am 24. und 25. beim Durchgang einer ganzen Gruppe *A* 1, *D* 2, *C* 1 und zuletzt in der Zeit vom 1. bis 4. 5. beim Durchgang ebenfalls mehrerer Flecken *A* 1, *B* 1 als stärkste Intensität in dieser Periode. In Spalte d sind die Nachtwerte der Bandkennziffern für Nordamerika (WWV) und Südamerika enthalten, in Spalte g die Tageswerte (Nordamerika ausgezogen, Südamerika gestrichelt. Die entsprechenden Geraden sind Mittelwerte). Spalte a zeigt die nächtlichen Grenzfrequenzschwankungen von Nordamerika, gemittelt aus 2-Uhr- und 5-Uhr-WWV-Beobachtungen, Spalte i die Tageswerte der Grenz- und Dämpfungsfrequenz, gemittelt aus 14 Uhr und 17 Uhr (Zeiten in GMT). In Spalte b ist das senkrecht gemessene Grenzfrequenzminimum der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau eingetragen. Die Spalte h zeigt den 12-Uhr-Wert der Lindauer Grenzfrequenz. In Spalte f ist die tägliche Sonnenfleckenrelativzahl verzeichnet.

Wie man zunächst feststellen kann, zeigt das Lindauer Grenzfrequenzminimum (Spalte b) einen ausgezeichneten antiparallelen Gang mit $\sum K$ (Spalte c), d. h. bei erhöhter Aktivität ist das Minimum niedriger. Das bedeutet, daß die Magnetik eine sehr gute Anzeige für korpuskulare Störungen der Ionosphäre darstellt. Die Auswirkung dieser Zustände auf die Ausbreitungsbedingungen für die beiden Überseerichtungen ist verschieden, wie man durch Vergleich der einzelnen Kurven feststellen kann. Zur besseren Übersicht sind die einzelnen Störungen numeriert. Gewisse zeitliche Verschiebungen zwischen Magnetik und Verschlechterung des Funkwetters zeigen sich bei den Störungen Nr. 114, 115 und 116. 117 a ist erdmagnetisch wenig ausgeprägt. Es sei nochmals auf die Tatsache hingewiesen, daß in mehreren Fällen auf der Linie Nordamerika bei Nord-

lichtstörungen sich die Dämpfung bereits einen Tag vor dem Grenzfrequenzabfall bemerkbar macht, so bei der Störung 114 und 117 a (s. Spalte i) (*D/G*).

Die zeitlichen Verschiebungen der Funkwettergüte Nord- und Südamerika sind wahrscheinlich auf dynamische Vorgänge in der Ionosphäre zurückzuführen. In der Sonnenkarte (Spalte e) sind noch die Tage durch *T* gekennzeichnet, an denen bevorzugt Tagesstörungen auftraten, während die durch *N* markierten besonders Nachtstörungen im Gefolge hatten. Man kann so die entsprechenden Fleckenlagen besser übersehen.

An einem weiteren Beispiel soll die Wiederholungstendenz von Funkwetterlagen betrachtet werden.

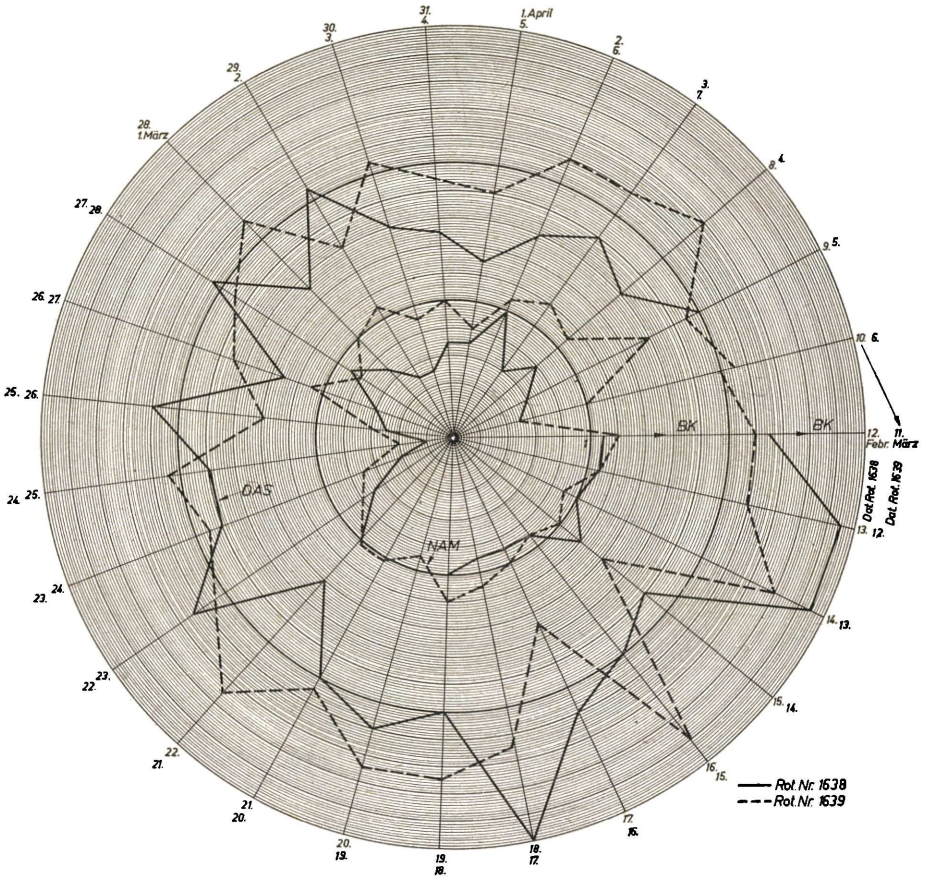


Bild 14. Periodische und nichtperiodische Veränderungen des Funkwetters auf den Richtungen Nordamerika und Ostasien in den Sonnenrotationen Nr. 1638 und 1639. In dem Polardiagramm entspricht der innere Kreis dem *BK*-Wert 1 für Nordamerika, der äußere demselben Wert für Ostasien. Die Tage der beiden Rotationen sind entsprechend am äußeren Rande der Darstellung vermerkt

Bild 14 zeigt tägliche Veränderungen des Funkwetters für die Nordamerika- und Ostasienrichtung. Das Polardiagramm ist in 27 Tage unterteilt, und es ist jeweils an ihnen das Datum der Rotation Nr. 1638 (beginnend am 12. 2. 1953) und das Datum der folgenden Rotation Nr. 1639 (beginnend am 11. 3. 1953) vermerkt. Der innere ausgezogene Kreis entspricht dem *BK*-Wert 1 für die Nordamerikarichtung, der äußere dem *BK*-Wert 1 für die Ostasienrichtung. Die *BK*-Werte der Rotation 1638 sind durch ausgezogene Geraden verbunden, die entsprechenden Werte der Rotation 1639 sind gestrichelt verbunden. Für Nordamerika zeigt sich folgender Verlauf: In der Rotation 1638 ist das Funkwetter annähernd normal bis zum 22. 2. Am 23. fällt die Funkwettergüte stark ab und ist am 25. sehr schlecht. Über den 26. und 27. wird es wieder etwa normal am 28. Mäßiger Abfall des Funkwetters zeigt sich noch am 2., 3., 7., 9. und 10. März. Die gestrichelte Kurve läßt die *genaue Wiederkehr* der stärksten Störung der Rotation am 25. 2. in der folgenden Rotation am 24. 3. erkennen. Die angeführten Tage mit mäßiger Funkwettergüte zeigen in der nächsten Rotation eine Verbesserung auf normal und sogar übernormal.

Ein Vergleich der Nordamerika-Kurven mit den Ostasien-Kurven zeigt, daß ein täglicher Parallelgang des Funkwetters auf beiden Richtungen im allgemeinen *nicht* existiert. In der Rotation 1638 war auch für Ostasien wie für Nordamerika mit einem Tag Unterschied das Funkwetter bis 21. 2. gut. Ab 22. zeigen sich z. T. starke tägliche Einbrüche, die aber gegenüber der Hauptstörung von Nordamerika zeitlich verschoben liegen. Ab 3. 3. tritt für Ostasien ein über mehrere Tage sich erstreckendes Absinken des Funkwetters ein. Erst am 9. 3. ist die Funkwettergüte wieder normal. Diese letztere Störungszeit ist in der nächsten Rotation fast wieder normal. Eine Wiederholungstendenz scheint zu bestehen für den 15., 26. und 27. Februar.

Die von der Sonne kommende und an den Polen der Erde einfallende Korpuskularstrahlung wird als hauptsächlichste Ursache für Funkstörungen angesehen. Sie erzeugt örtlich verschiedene, in dauernder Fluktuation begriffene Zustände der Ionosphäre. Eine weltweite Kennziffer, wie die erdmagnetische Aktivität, erfaßt sehr gut das Eintreten solcher Zustände. Die Auswirkung dieses Zustandes auf die Ausbreitungsbedingungen in den verschiedenen Richtungen und Entfernungen ist verschieden. Für die Kennzeichnung dieser Auswirkung sind zumindest in den Hauptrichtungen individuelle Kennziffern notwendig, wie sie in den Bandkennziffern abgeleitet wurden.

Aus den vorstehenden Gründen werden vom FTZ individuelle Tagesprognosen (und auch Wochenprognosen) herausgegeben für die Hauptüberseerichtungen Nordamerika, Südamerika, Ostasien außer Europa. Die Verwendung der Bandkennziffern hat sich hierbei als sehr praktisch erwiesen für die Feststellung der Störungsunterschiede und der individuellen Entwicklungstendenzen auf den einzelnen Richtungen, die durch dynamische Vorgänge in der Ionosphäre auch verschieden ist. Als Unterlage für diese Bandkennziffern dienen laufende UFB-Beobachtungen. Es wird notwendig sein, diese solange einzusetzen für den geschilderten Zweck, bis es später vielleicht einmal möglich sein wird, aus gleichzeitigen Messungen aller Ionosphärenbeobach-

tungsstationen, die momentan an eine Zentrale gemeldet werden, die Fluktuationen der örtlichen Unterschiede des Ionosphärenzustandes rasch zu erfassen, und, was noch besser wäre, nach Erweiterung unserer Kenntnis der Plasmavorgänge der Ionosphäre zu errechnen.

Zusammenfassung

Während unter Ionosphärenwetter die zeitlichen Veränderungen des Ionisationszustandes der Ionosphäre verstanden werden, die über die ganze Erde gesehen wesentliche örtliche Unterschiede aufweisen, wird das Funkwetter als Summe der Auswirkung dieser Zustände längs der gesamten Funklinie auf die Übertragungsbedingungen definiert. Die Konstruktion von Funkwetterdiagrammen, die als Mittelwert über eine längere Zeit, z. B. einen Monat, den Tagesgang der wichtigsten Komponenten des Funkwetters, nämlich der Grenzfrequenz und der Dämpfungsfrequenz enthalten, wird erläutert. Dabei werden grundlegende Unterschiede für verschiedene Überseerichtungen erörtert, die sich aus der Lage des Ausbreitungsweges in bezug auf den Sonnenstand ergeben. Dieser Normalzustand wird als die normale Güte des Funkwetters angesehen zu einer bestimmten Jahreszeit und bei gegebener Sonnenaktivität im Laufe des Sonnenfleckenzyklus. Sie ist charakterisiert durch die jeweilige Breite des Übertragungsfrequenzbereiches (ÜFB, $\Delta f = f_G - f_D$), denn je breiter der ÜFB ist, um so größere Sicherheit haben in der Mitte des ÜFB gelegene Betriebsfrequenzen gegenüber den durch Störungen hervorgerufenen Schwankungen der Grenzen des ÜFB und um so mehr Frequenzen können mit einer solchen Sicherheit eingesetzt werden.

Täglich sind mehr oder weniger große Abweichungen von diesem Normalzustand der Funkwettergüte zu beobachten. Die Breite des ÜFB verändert sich sowohl von der Grenzfrequenz her als von Seiten der Dämpfungsfrequenz, was auf Grund von ÜFB-Beobachtungen an Beispielen erläutert wird. Auf der Überseefunklinie Nordamerika läßt der steigende Verlauf der Dämpfungsfrequenz vom Winter zum Sommer deutlich den Einfluß der durch Wellenstrahlung hervorgerufenen Dämpfungskomponente erkennen. Antiparallel mit der Grenzfrequenz verlaufende tägliche Schwankungen der Dämpfungsfrequenz, die sich diesem Gang überlagern, zeigen den Einfluß der korpuskularen Dämpfungskomponente (Nordlichtdämpfung). In den letzten 5 Jahren zeigt sich bei im Mittel abfallender Sonnenfleckenrelativzahl und entsprechend sinkender Dämpfungsfrequenz der Einfluß des Sonnenfleckenzyklus auf die Dämpfung. Bei Nordlichtstörungen tritt des öfteren der Dämpfungseinfluß bereits einen Tag früher in Erscheinung als der Grenzfrequenzabfall. Als Störungsauswirkung wird weiter zeitweilig ein nach hohen Frequenzen durch Streustrahlung erweiterter ÜFB mit unternormalen Feldstärken beobachtet. Die Feldstärken im ÜFB zeigen Schwankungen, die nicht immer mit der ÜFB-Breite parallel verlaufen. Aus diesen Gründen muß zur Charakterisierung der täglichen Güte der Ausbreitungsbedingungen neben der ÜFB-Breite noch die mittlere Feldstärke im ÜFB hinzugenommen werden.

Die praktische Anwendbarkeit einer als Produkt aus ÜFB-Breite und mittlere Feldstärke gebildeten Kennziffer der Güte des Funkwetters, die vom Verfasser in einer früheren Arbeit vorgeschlagen wurde, wird an folgenden Beispielen erörtert:

1. Tagesgang der Güte des Funkwetters auf einer Überseefunklinie, durch stündliche Kennziffern dargestellt.
2. Vergleich der täglichen Güte einer Überseefunklinie durch Bildung von Tages- und Nachtmittelwerten der stündlichen Güteziffern.
3. Vergleich der Schwankungen der Güte verschiedener Überseefunklinien.
4. Darstellungsmöglichkeit einer Richtungsabhängigkeit des Funkwetters für Überseefunklinien.
5. Vergleich der Güte des Funkwetters mit Ionosphärenmessungen, Sonnenbeobachtungen, erdmagnetischen Messungen usw.

Ergebnis: Während eine weltweite Kennziffer, wie z. B. die erdmagnetische, das Eintreten turbulenter Ionosphärenzustände sehr gut erfaßt, da sie den Einfall von Korpuskularstrahlung anzeigt, spiegelt die individuelle Bandkennziffer die Auswirkung dieser Zustände auf die verschiedenen Funkrichtungen und Entfernungen, d. h. also die Funkwettergüte wieder. Bei der Durchführung und Kontrolle der Tagesfunkprognosen des FTZ hat sie sich sehr gut bewährt als Vergleich für die eingangs erwähnte Güteskala der Prognose, ferner für die Feststellung der Störungsunterschiede und der individuellen Entwicklungstendenz der Funkwettergüte in den Hauptüberseerichtungen. Der festgestellte unterschiedliche Ablauf des Funkwetters führte zur Ausgabe individueller Tagesprognosen für die Hauptüberseerichtungen und Europa.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *B. Beckmann*, Ionosphärenwetter und Funkwetter. Elektrotechn. Zeitschr. 74 (1953), S. 125—29.

[2] *W. Menzel*, Funkwetter und Funkausbreitung. Fernmeldetechnik, Herausgeber Feilhauer, Pfanneberg-Gießen 1953, S. 398—414.

[3] *B. Beckmann*, Beginn und Ablauf von Funkstörungen. Ergebnisse der Ionosphärentagung Kleinheubach 1951, S. 15—19. Herausgegeben vom FTZ Darmstadt.

[4] *G. Lange-Hesse*, Dämpfungsprognosen für kurze Radiowellen in verschiedenen geographischen Breiten. Ergebnisse der Ionosphärentagung Kleinheubach 1951, S. 27—30.

[5] *K. Rawer*, Ausbreitungsvorhersage für Kurzwellen mit Hilfe von Ionosphärenbeobachtungen. Arch. elektr. Übertr. 5 (1951), S. 154.

[6] Ionospheric Radio Propagation, US-Department of commerce. National Bureau of Standards, Circular 462, 1948.

[7] *O. Brukard*, Isanomalen der F_2-Ionisation. J. geophys. Res. 56 (1951), S. 595.

[8] *W. O. Schumann*, Wellen und Plasmen. Elektron 5 (1951), S. 279.

[9] *W. Dieminger*, The scattering of radio waves. Proc. Phys. Soc. 64 (1951), S. 142.

[10] *K. Rawer*, Die Ionosphäre. P. Nordhoff N. V. Groningen-Holland 1953.

[11] *B. Beckmann*, Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen. Bücherei der Hochfrequenztechnik, Bd. 1. Herausgeber J. Zenneck, Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1940, 2. Aufl. 1948.

[12] *B. Beckmann, W. Menzel* und *F. Vilbig*, Grenzwellen und Streustrahlung in der Funkausbreitung. Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernsehtechnik 30 (1941), S. 43—52.

[13] *W. Becker*, Typische Streuprozesse radiofrequenter Strahlung an Elektronenwolken der sporadischen E_s-Schicht. Arch. elektr. Übertr. 7 (1953), S. 375—78.

Wechselstrommessungen

an Fernleitungen mit Verstärkern sowie an Zweibandsystemen und die darüber zu führenden Meßunterlagen

DK 621.317.34

3584-0

Inhaltsübersicht

A. Wechselstrommessungen an Fernleitungen mit Verstärkern und an Zweibandsystemen

1. Übertragungstechnische Betreuung der Fernleitungen mit Verstärkern

1. 1. Organisation des Meßdienstes

1. 2. Einrichten, Einmessen und Überwachen von Fernleitungen mit Verstärkern und Zweibandsystemen

1. 21. Einrichten der Leitung

1. 22. Einmessen der Leitung

1. 23. Überwachen der Leitung

1. 24. Störungsmessungen

1. 25. Eintragung der Meßergebnisse

2. Dämpfung, Verstärkung und Pegel einer Fernleitung mit Verstärkern

2. 1. Übertragungstechnische Grundbegriffe

2. 11. Betriebsdämpfung

2. 12. Restdämpfung

2. 13. Übertragungsbereich und Restdämpfungsverzerrung

2. 14. Betriebsverstärkung

2. 15. Pegel

2. 2. Praktische Ausführung der Dämpfungs-, Verstärkungs- und Pegelmessungen

2. 21. Betriebsdämpfungs- und Restdämpfungsmessungen

2. 22. Messung der Betriebsverstärkung

2. 23. Pegelmessungen

3. Fehlerdämpfung, Pfeifsicherheit und Rückflußdämpfung

3. 1. Begriffserklärungen und übertragungstechnischer Zusammenhang

3. 11. Fehlerdämpfung

3. 12. Pfeifsicherheit

3. 13. Rückflußdämpfung

3. 2. Ermitteln der Fehlerdämpfung, Pfeifsicherheit und Rückflußdämpfung

4. Nichtlineares Nebensprechen in Zweibandsystemen

4. 1. Begriffserklärung

4. 2. Messung des nichtlinearen Nebensprechens

B. Meßunterlagen für Fernleitungen mit Verstärkern

1. Die Meßunterlagen

1. 1. Zweck der Meßunterlagen

1. 2. Bisherige Meßunterlagen

1. 3. Zukünftige Meßunterlagen

2. Die Meßkarte

2. 1. Ausfüllen der Meßkarte

2. 11. Die Vorderseite der Meßkarte

2. 12. Die Rückseite der Meßkarte

2. 2. Prüfen der Meßkarte

2. 3. Berichtigen der Meßkarte

3. Der Meßnachweis

3. 1. Ausfüllen des Meßnachweises

3. 11. Die Vorderseite des Meßnachweises

3. 12. Die Rückseite des Meßnachweises

3. 2. Prüfen des Meßnachweises

3. 3. Beilage zum Meßnachweis

4. Der Meßnachweis für Kurzmessungen

4. 1. Ausfüllen des Meßnachweises für Kurzmessungen

4. 2. Auswerten und Prüfen des Meßnachweises für Kurzmessungen

C. Zusammenfassung

A. Wechselstrommessungen an Fernleitungen mit Verstärkern und an Zweibandsystemen

Ein ideales Übertragungssystem — d. i. ein Übertragungssystem unendlich hoher Übertragungsgüte — würde es gestatten, eine auf den Anfang des Systems gegebene Nachricht an dessen Ende verlustlos, verzerrungsfrei und ohne Zeitverlust zu empfangen. Das bedeutet, daß die den Nachrichteninhalt übermittelnden Wechselströme aller Frequenzen am Empfangsort in der ursprünglichen Größe (Amplitude) und Zusammensetzung (Frequenzfolge), ohne zeitliche Verzögerung (Laufzeit) und ohne Störgeräusche aufgenommen werden könnten. Da ein derartiges verlustloses Übertragungssystem technisch nicht zu verwirklichen ist, und auch dem Streben nach möglichst hoher Übertragungsgüte wirtschaftliche Überlegungen entgegenstehen, sind Forderungen festgelegt, die eine den jeweiligen Bedürfnissen entsprechende, ausreichende Übertragungsgüte gewährleisten. Vom CCIF (Comité consultatif international téléphonique) sind Empfehlungen gegeben worden, denen die internationalen „Nachrichtenverbindungen" genügen sollen. Die Forderungen an die elektrischen Eigenschaften innerdeutscher Fernleitungen wurden demgemäß in den Dienstvorschriften so festgelegt, daß für eine aus mehreren Fernleitungen aufgebaute internationale Nachrichtenverbindung die Empfehlungen des CCIF eingehalten werden.

Fernleitungen enthalten regelbare Einrichtungen und werden so geplant, daß sie den gestellten Anforderungen genügen. Aufgabe der Fernmeldemeßtechnik ist es, durch Einmessen, also durch objektives Vergleichen mit festen Maßstäben, die technischen Einrichtungen so einzuregeln, daß sie der Planung entsprechend arbeiten. Durch Überwachungsmessungen soll dieser Zustand aufrecht erhalten und Störungen vorgebeugt werden.

Nachfolgend werden die zur Gewährleistung einwandfreier Übertragungseigenschaften und ausreichender Betriebssicherheit der Leitungen notwendigen M e s s u n g e n erläutert.

Im Anschluß daran sind die zum Verständnis notwendigen Grundbegriffe erklärt und die Meß v e r f a h r e n ausführlich — z. T. an Hand von Schaltbildern — beschrieben. Die Empfehlungen des CCIF sind jeweils angeführt und berücksichtigt. Ferner beziehen sich die Ausführungen auf Empfehlungen des FTZ und auf die bei der Neufassung der ADA VI, 6 A zu erwartenden Bestimmungen.

Im Teil B werden die über die Messungen an Fernleitungen mit Verstärkern und an Zweibandsystemen zu führenden Meßunterlagen ausführlich erläutert.

1. Übertragungstechnische Betreuung der Fernleitungen mit Verstärkern

Auf die in den Abschnitten 1 ... 4 eingehend erläuterten Grundbegriffe und Meßverfahren wird in diesem Abschnitt jeweils hingewiesen.

1. 1. Organisation des Meßdienstes

Für jede Fernleitung mit Verstärkern sind Messungen vorgeschrieben, die zur Einmessung vor der Inbetriebnahme und zum Teil auch zur Überwachung des übertragungstechnischen Zustandes in regelmäßigen Zeitabständen durchgeführt werden müssen. Es wird für jede Leitung ein *Voramt* bestimmt, das für die einwandfreie Betriebsgüte der Leitung verantwortlich ist. Das Voramt überwacht und leitet sämtliche Meß- und Arbeitsvorgänge, die an der Leitung vorgenommen werden. Es wird dabei für g. F. eingeschaltete Tf-Teilstrecken von den *Tf-Hilfsvorämtern* oder Gruppenvorämtern unterstützt, die aber nur für die Betriebsgüte des Tf-Systems verantwortlich sind. Das Voramt kann zwar dem Tf-Hilfsvoramt gewisse Weisungen erteilen, jedoch selbst nicht in die Betreuung des Tf-Systems eingreifen. Bei internationalen Leitungen sind außerdem zur Unterstützung des Voramts für jeden in einem anderen Staat verlaufenden Teilabschnitt *Hilfsvorämter* bestimmt, die für ihren Landesabschnitt die Aufgaben des Voramtes übernehmen.

Die Zuständigkeit der einzelnen Betriebsdienststellen ist in Bild 1 an Hand eines Beispiels schematisch dargestellt. Es ist das Grundprinzip dieser Regelung, daß allein das Voramt für die gesamte Leitung verantwortlich ist. Die Zwischenämter und die Hilfsvorämter werden von dem Voramt angewiesen und sind diesem für alle Vorgänge innerhalb ihres Zuständigkeitsbereichs verantwortlich.

Es obliegen folgende Aufgaben dem

Voramt:	Gewährleistung ausreichender Übertragungsgüte und Betriebssicherheit der Leitung durch Einmessungen und Überwachungsmessungen, E i n g r e n z e n von Störungen. Führen der Leitungs- und Meßunterlagen. Aufzeichnung der Leitungsstörungen.
Gegenamt:	Mitwirken bei Messungen und bei der Störungseingrenzung.
Hilfsvoramt bei internationalen Leitungen:	Es hat für den eigenen Landesabschnitt die gleichen Aufgaben zu erfüllen, wie sie dem Voramt für die Gesamtleitung obliegen.
Zwischenamt: (auch das Endverstärkeramt gilt als Zwischenamt)	Schalten seines Leitungsabschnittes, Prüfen, Messen und Einregeln der Verstärker oder sonstigen Geräte nach den Angaben des Schaltauftrags, Erstellen der Nachbildungen und Anpassungsnetzwerke, Ermitteln der Fehlerdämpfung, Mitwirken bei Messungen und bei der Störungseingrenzung, B e s e i t i g e n von Fehlern an Einrichtungen innerhalb seines Zuständigkeitsbereiches.
Tf-Hilfsvoramt:	Gewährleistung ausreichender Übertragungsgüte und Betriebssicherheit des Tf-Systems durch Einmessungen und Überwachungsmessungen. Hierbei sind je nach den Anforderungen des Tf-Systems an Messungen durchzuführen: 1. Trägerfrequenzvergleiche, 2. Messung des Trägerrestpegels, 3. Messung der Trägerspannung, 4. Messung der Betriebsdämpfung des Tf-Systems, 5. Messung des verständlichen Nebensprechens, 6. Messung der Klirrspannung, 7. Messung der Geräuschspannung, 8. Messung der Restdämpfung der Kanäle. Die Tf-Endämter wirken bei Messungen und bei Störungseingrenzung auf der Nf-Leitung mit. (Die Tf-End- und Zwischenämter haben die gleichen Aufgaben wie die Nf-Zwischenämter zu erfüllen.)

Die Grenze zwischen den Zuständigkeitsbereichen des Voramtes und der Zwischenämter ergibt sich aus der Regel:

Das Voramt betreut die gesamte Leitung, während die Zwischenämter nur für den ordnungsgemäßen Zustand der tech-

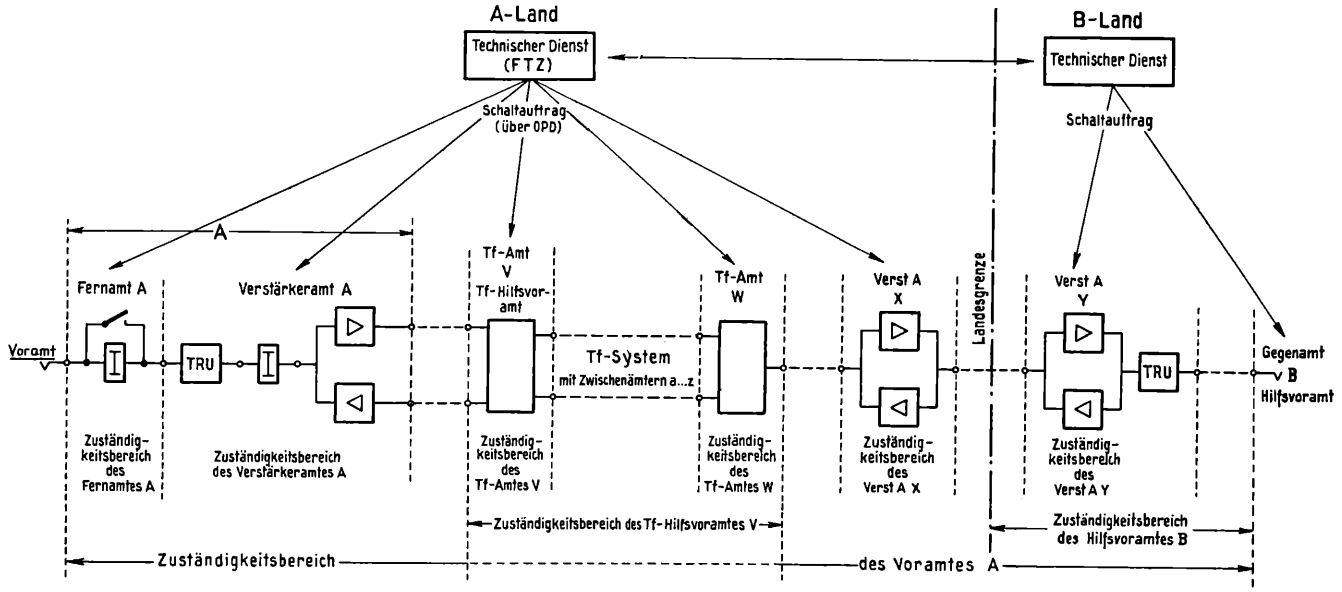


Bild 1: Schematische Darstellung der Zuständigkeitsordnung im Betriebsdienst an Fernsprechleitungen mit Verstärkern

nischen Einrichtungen verantwortlich sind. Bei einer Störung der Fernleitung führt das V o r a m t die Störungs e i n g r e n z u n g durch und ermittelt dabei die fehlerhafte Einrichtung. Es ist aber Aufgabe des Z w i s c h e n a m t s, den Fehler in diesem Gerät festzustellen und zu b e s e i t i g e n.

1. 2. Einrichten, Einmessen und Überwachen von Fernleitungen mit Verstärkern und Zweibandsystemen

Der Aufbau einer Fernleitung mit Verstärkern richtet sich nach der übertragungstechnischen Aufgabe, die die Leitung zu erfüllen hat. Die Planungsarbeiten werden von den Schaltreferaten des FTZ durchgeführt, bei internationalen Leitungen in Zusammenarbeit mit den technischen Diensten der beteiligten Staaten. Die der Planung zugrunde liegenden Unterlagen ermöglichen es, die Leitung entsprechend dem geforderten Zweck unter Beachtung der Laufzeit, der Dämpfung, des Übertragungsbereiches und der Anpassung so zu gestalten, daß die bestmögliche Übertragungsgüte erreicht wird.

Das FTZ fertigt einen *Schaltauftrag* (Bild 2), nach dessen Anweisungen die Leitung zu schalten und einzumessen ist. Durch regelmäßige Überwachung muß die Betriebssicherheit der Leitung gewährleistet werden.

1. 21. Einrichten der Leitung

Die Schaltstellen der Ämter stellen an Hand des Schaltauftrages einen *Schaltzettel* (Bild 3a und b) aus, der in bildlicher Darstellung dem Personal Anweisung über die auszuführenden Arbeiten gibt. Durch diesen Schaltzettel werden ferner die Verbindungskabel zwischen den im Schaltauftrag bestimmten Fernkabeladern und technischen Einrichtungen vorgeschrieben.

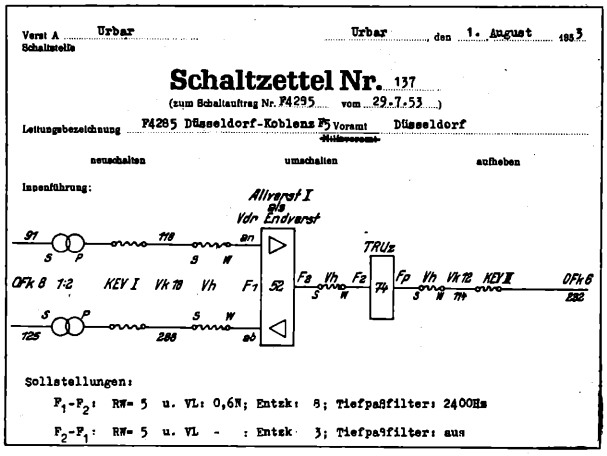
Nach dieser Anweisung werden zunächst alle Schaltelemente miteinander verbunden, die g. F. erforderlichen Nachbildungen und Anpassungsnetzwerke erstellt und deren Fehlerdämpfung gemessen (s. unter 3. 11. und 3. 2.). Sodann wird die Betriebsfähigkeit der technischen Einrichtungen überprüft. Die Verstärker sind auf die im Schaltauftrag vorgeschriebene Betriebsverstärkung (s. unter 2. 14. und 2. 22.) einzustellen, die mit der der Einstellung des Reglungswiderstandes entsprechenden Sollverstärkung übereinstimmen muß. Es sollen auch die Entzerrer so eingestellt werden, daß der

Schaltauftrag Nr.: F 4285 Leitungs - System - Bezeichnung: Düsseldorf - Koblenz F 5

FÜHRUNG					HO	AMT	Verstärkerfeld-dämpfg. mit Zusätzen 0,8 kHz	Übertragungsrichtung A-B					TECHN. EINRICHTUNGEN		Übertragungsrichtung B-A				
								Verstärker			Leistungspegel 0,8 kHz	Spannungspegel 0,8 kHz	Vermitt., VL FA Ruheinrichtungen Gabeln, Echosperren Verstärker Leitungszusätze	Grundschaltg. Nr.	Spannungspegel 0,8 kHz	Leistungspegel 0,8 kHz	Verstärker		
TF- oder WT-System und Kanal			Länge km	Kabeldämpfg. 0,8 kHz				Entzerrerkurve	RW Betr.-stlg.	Verstärkung 0,8 kHz							RW Betr.-stlg.	Entzerrerkurve
Kabel Nr.	Ader, Vierer Achter UT-AT-Beleg. A-B/B-A	Leiterdurchm. Bespulung (fo Hz)	(Laufzeit ms)	N (Z Ω)			N			N	N	N			N	N	N		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
													F 36						
	Zdr					Dsad, DF	0,3						VLFA = 0,3N			-0,6			
		1,4d	30,2	0,25	1:2	Dsad				0,4	0,1		TRUs S4H32	797					
6a	19												Zdr.Endv(2400)3214	94		-0,3	0,4		
"	"	"	13,9	0,15		Wppt	0,7												
						Sohwelm, PA													
		2,0 d	52,0	0,3															
4	28				1:2														
	AT AT	0,9 b	31,9	0,60	1:1	Köln				1,1	0,5		Allv.II(Zdr/Vdr)	456		0	1,3		
7b	V46/32																		
"	"	"	42,0	0,8		Bonn, FA	1,8												
	V46/32	"	18,2	0,35		Andernach													
"	AT AT				1:2														
		"		0,05		Koblz													
OFK	Vdr		6,8		1:2					1,3	0		Allv.I(VdrEnd)3512	52		0,5	1,1		
		"		0,3		Urbar	0,6						TRUs	74					
OFK	Zdr		5,8																
						Koblz													
	Zdr												VLFA = 0,3N						
						Koblz, VF					-0,6		F36						

Bild 2: Schaltauftrag

Verstärkungsverlauf ungefähr mit dem bekannten Dämpfungsverlauf der rückliegenden Kabelader übereinstimmt. Bei Zweidrahtverstärkern und Zwei- und Vierdrahtendverstärkern sind Tiefpaßfilter einzuschalten, die ungefähr dem Übertragungsbereich der Kabelader mit der niedrigsten oberen Eckfrequenz entsprechen (s. unter 2. 13.). Hochpaßfilter werden nur dann eingeschaltet, wenn die Leitung zusätzlich mit Unterlagerungstelegraphie ausgenutzt werden soll. Falls Tonfrequenzrufumsetzer in die Leitung eingeschaltet sind, ist der vorgeschriebene Rufsendepegel und im Empfangsteil der erforderliche Empfindlichkeitsbereich einzustellen.


Verst A Urbar Urbar den 1. August 1953
Schaltstelle

Schaltzettel Nr. 137

(zum Schaltauftrag Nr. F4295 vom 29.7.53)

Leitungsbezeichnung F4285 Düsseldorf-Koblenz Voramt Düsseldorf

neuschalten umschalten aufheben

Impenführung:

Allrapat I als Vdr Endverst

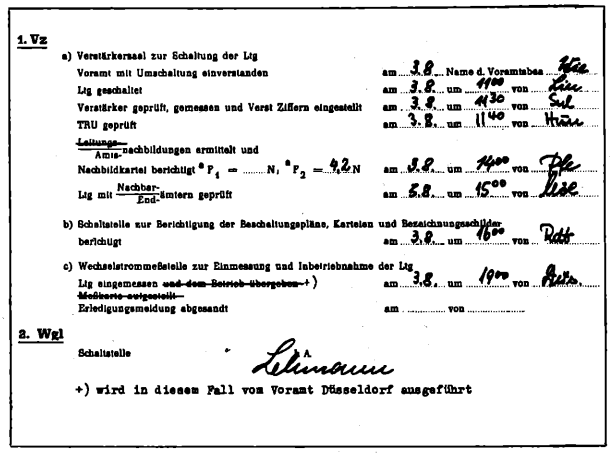
TRUz

Sollstellungen:

P_1-P_2: RW= 5 u. VL: 0,6N; Entzk: 8; Tiefpaßfilter: 2400Hz

P_2-P_1: RW= 5 u. VL - : Entzk 3; Tiefpaßfilter: aus

Bild 3a: Vorderseite des Schaltzettels


1. Vz

a) Verstärkersaal zur Schaltung der Lg

Voramt mit Umschaltung einverstanden am 3.8. Name d. Voramtsbea. Hüs

Lg geschaltet am 3.8. um 1100 von Lüs

Verstärker geprüft, gemessen und Verst Ziffern eingestellt am 3.8. um 1130 von Sul

TRU geprüft am 3.8. um 1140 von Hün

Leitungs-/Amts-nachbildungen ermittelt und

Nachbildkartei berichtigt $^*P_1$ = ... N; $^*P_2$ = 4,2 N am 3.8. um 1400 von Pfe

Lg mit Nachbar-/End-ämtern geprüft am 5.8. um 1500 von Lüs

b) Schaltstelle zur Berichtigung der Beschaltungspläne, Karteien und Bezeichnungsschilder

berichtigt am 3.8. um 1600 von Rdt

c) Wechselstrommeßstelle zur Einmessung und Inbetriebnahme der Lg

Lg eingemessen ~~und dem Betrieb übergeben~~ +) am 3.8. um 1900 von Rüh

~~Meßkarte ausgestellt~~

Erledigungsmeldung abgesandt am ... von ...

2. Wgl

Schaltstelle Lehmann

+) wird in diesem Fall vom Voramt Düsseldorf ausgeführt

Bild 3b: Rückseite des Schaltzettels

Die Schaltstellen vermerken auf dem Schaltzettel die Einstellungen an den Reglungswiderständen, den Entzerrern und den Filtern, die der Sollverstärkung, der aus den Unterlagen bekannten Dämpfungsverzerrung des rückliegenden Verstärkerfeldes und der oberen Übertragungsgrenze entsprechen. Die Einmessung der Fernleitung kann durch diese Vorarbeiten wesentlich erleichtert werden.

Nach Ausführung dieser Arbeiten ist noch einmal die gesamte Leitungsführung im Amt zu überprüfen. Dabei ist insbesondere darauf zu achten, daß alle Fernkabeladern mit Fernleitungsübertragern abgeschlossen sind, deren Übersetzungsverhältnis richtig gewählt und stets die Sekundärseite mit der Fernkabelader verbunden ist.

Dem Voramt muß die Erledigung der Schaltarbeiten unter Angabe aller Meßwerte und Einstellungen an den Verstärkern unverzüglich gemeldet werden. Sobald die gesamte Leitung geschaltet ist, wird vom Voramt zunächst die Sprechverständigung (auch z. B. bei WT-Leitungen, um dadurch die Funktionsfähigkeit der Leitung grundsätzlich überprüfen zu können) und bei Fernsprechleitungen mit 25Hz-Ruf auch der Ruf geprüft. Dann ist die Leitung durch die Wechselstrommeßstelle des Voramts einzumessen.

1. 22. *Einmessen der Leitung*

Durch die Einmessung ist sicherzustellen, daß die durch den Schaltauftrag und die allgemeinen Bestimmungen der ADA VI, 6 A vorgeschriebenen Übertragungseigenschaften — die im einzelnen in den Abschnitten 2...4 erläutert sind — eingehalten werden. Vor Beginn der Einmessung sind für die Fernleitungen die im Schaltauftrag angegebenen Leistungspegel an den Zwischenverstärkern in Spannungspegel umzurechnen (s. unter 2. 15. und 2. 23.). Die Leitung wird zunächst bei 800 Hz auf die vorgeschriebenen *Restdämpfungs-* (s. unter 2. 12. und 2. 21.) und *Pegelwerte* eingemessen. Die Endämter messen dabei grundsätzlich bei Abschluß der Leitung mit 600 Ohm; die Zwischenämter pegeln hochohmig und schließen gleichzeitig die Gegenrichtung kurz, um so einen Rückfluß zu verhindern.

Nach dem Einregeln der Leitung bei 800 Hz werden die *Restdämpfung* bei den Endämtern und die *Pegel* an den Zwischenverstärkern bei mehreren Frequenzen gemessen. Es ist zweckmäßig, zunächst die Werte an der oberen und unteren Übertragungsgrenze (s. unter 2. 13.) festzustellen und erst nach etwa notwendig werdender Entzerrung der Leitung bei weiteren Frequenzen zu messen. Fernsprechleitungen sollen entsprechend dem zu übertragenden Frequenzband bei den Frequenzen 300, 400, 500, 600, 800, 1000, 1400, 1600, 2000, 2400, 2800, 3000 und 3400 Hz und außerdem bei 200 Hz und 300 Hz oberhalb der oberen Übertragungsgrenze gemessen werden. Beträgt die obere Übertragungsgrenze 2100 oder 2700 Hz, so ist auch bei diesen Frequenzen zu messen. Die Leitung ist so zu entzerren, daß die Restdämpfungsverzerrung (s. unter 2. 13.) möglichst gering ist und die vorgeschriebenen Grenzwerte (Bild 4 und 5) auf keinen Fall überschritten werden. 300 Hz oberhalb der oberen Übertragungsgrenze soll die Restdämpfung um mindestens 0,5 N gegenüber dem Meßwert bei der oberen Übertragungsgrenze angestiegen sein*. Sie darf bei der Frequenz 200 Hz nicht den bei der unteren Übertragungsgrenze 300 Hz festgestellten Wert unterschreiten. Der Verlauf des Leistungspegels am Ausgang der Zwischenverstärker soll geradlinig sein und für alle Frequenzen im Übertragungsbereich möglichst den gleichen Wert haben. Von dieser Forderung kann man jedoch absehen, wenn nach Ausnutzen aller Entzerrungsmöglichkeiten ein abweichender Pegelverlauf zur Erzielung eines einwandfreien Restdämpfungsverlaufs erforderlich ist. Allerdings darf der relative Leistungspegel — d. i. der auf die Leistung am Anfang der Leitung bezogene Pegel (s. unter 2. 15.) — bei keiner Frequenz bei Vierdrahtleitungen den Wert +1,1 N und bei Zweidrahtleitungen +0.7 N übersteigen. Die Regelwerte bei innerdeutschen Leitungen betragen:

Vierdrahtleitung (auch WT) + 0,5 N,
Zweidrahtleitung ± 0 N.

Nur für den Verlauf des Leistungspegels bei internationalen Leitungen am Ausgang der Grenzverstärker sind darüber hinaus Grenzwerte vorgeschrieben, die nicht überschritten werden dürfen (Bild 6).

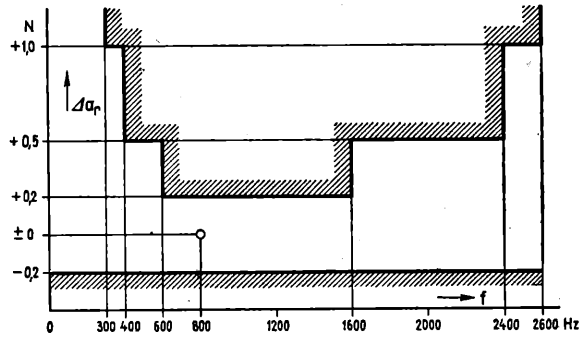


Bild 4: Zulässige Restdämpfungsverzerrung einer internationalen Vierdraht-Fernsprechverbindung im Endverkehr gemäß CCIF-Empfehlung

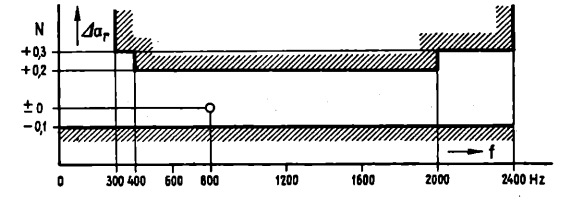


Bild 5: Zulässige Restdämpfungsverzerrung einer innerdeutschen Vierdrahtleitung (c- und d-Kabel) gemäß ADA VI, 6 A

* Diese Forderung kann u. U. von Leitungen, die über Verstärker der Baujahre bis 1952 geführt sind, nicht erfüllt werden. Für diese Verstärker ist lediglich gefordert, daß die Verstärkung 300 Hz oberhalb der oberen Übertragungsgrenze gleich oder kleiner als die Verstärkung bei der oberen Übertragungsgrenze sein soll. Das Pflichtenheft sieht nur für die nach diesem Zeitpunkt gelieferten oder instandgesetzten Verstärker vor, daß die Verstärkung bei dieser Frequenz um mindestens 0,5 N kleiner sein muß.

In Fernsprechleitungen mit Tonfrequenzruf ist nach der Entzerrung der an die Leitung abgegebene Pegel der *Tonfrequenz-Rufspannung* zu messen. Er soll stets gleich dem Meßpegel bei 500 Hz sein.

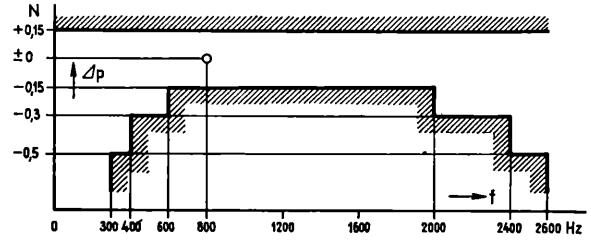


Bild 6: Zulässige Verzerrung des relativen Leistungspegels am grenzseitigen Ausgang eines Grenzverstärkers gemäß CCIF-Empfehlung

Anschließend ist die Stabilität der Leitung zu prüfen. Zur Ermittlung der *Pfeifsicherheit* muß sich die Leitung an ihren Enden (das ist stets die Fernplatzklinke) im Leerlauf befinden (s. unter 3. 12. und 3. 2.) In der Leitung dürfen nur das Verstärkeramt, das die Verstärkung erhöht, und das Voramt in „Mithörstellung" der Abfrageeinrichtung eingeschaltet bleiben. Alle anderen Ämter haben sich währenddessen auszuschalten, wobei auch die Meßleitungen zum Meßgestell abgetrennt sein müssen.

Bei den Fernsprechleitungen des Durchgangsdienstes wird außerdem im Durchgangsamt die *Rückflußdämpfung* bei Leerlauf der Leitung im Gegenamt gemessen (s. unter 3. 13. und 3. 2.). Diese Messung wird am Leitungsende ausgeführt; alle anderen Ämter bleiben währenddessen aus der Leitung ausgeschaltet.

Erreicht die Pfeifsicherheit oder die Rückflußdämpfung nicht den vorgeschriebenen Mindestwert, so reicht die Fehlerdämpfung einer oder mehrerer Gabelschaltungen nicht aus. Meist handelt es sich um eine ungenügende Nachbildung, seltener um einen Fehler in der Brückenschaltung eines Verstärkers. Gelingt es nicht, die Fehlerdämpfung zu verbessern, so kann man die Stabilität der Leitung erhöhen, indem man die Restdämpfungsverzerrung bis zur zulässigen oberen Grenze vergrößert. Fernleitungen, deren Rückflußdämpfung auch dann nicht ausreicht, dürfen nur für den Enddienst verwendet werden. In Ausnahmefällen kann die Restdämpfung der Endfernleitungen bis auf 0,9 N erhöht werden, um eine ausreichende Leerlaufpfeifsicherheit zu erzielen.

Als Abschluß der Einmessung wird eine *Rufprobe* durchgeführt.

Genügt die Leitung den übertragungstechnischen Forderungen, so wird sie unmittelbar nach Beendigung der Einmessung in Betrieb genommen. In Ausnahmefällen können auch nicht einwandfrei eingemessene Leitungen dem Betriebsdienst zur Verfügung gestellt werden, wenn sie — notfalls unter Erhöhung der Restdämpfung oder Erhöhung der Restdämpfungsverzerrung — verwendbar sind und die Beseitigung des Fehlers in kurzer Zeit zu erwarten ist. In allen anderen Fällen ist das FTZ um eine Umschaltung der Leitung zu ersuchen.

Bei *WT-Leitungen* wird grundsätzlich nur die Restdämpfung und der Spannungspegel an den Zwischenverstärkern bei den Frequenzen 300, 400, 500, 600, 800, 1000, 1400, 1600, 2000, 2400 und 2700 Hz gemessen (Bild 7). Wird auf der Leitung eine 24fach WT betrieben, so ist außerdem bei den Frequenzen 3000 und 3400 Hz zu messen. (Die Bestimmung der Pfeifsicherheit und die Messung der Rückflußdämpfung kommen nicht in Betracht, weil die Leitungen ohne Gabelschaltungen arbeiten.)

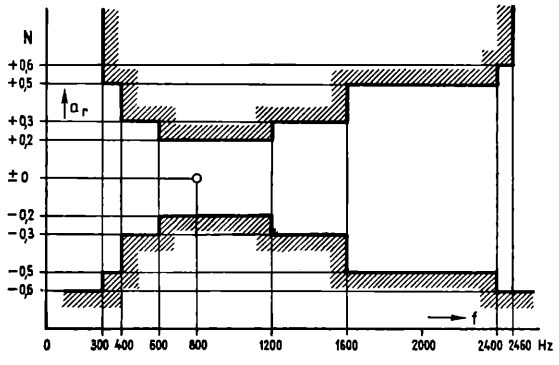
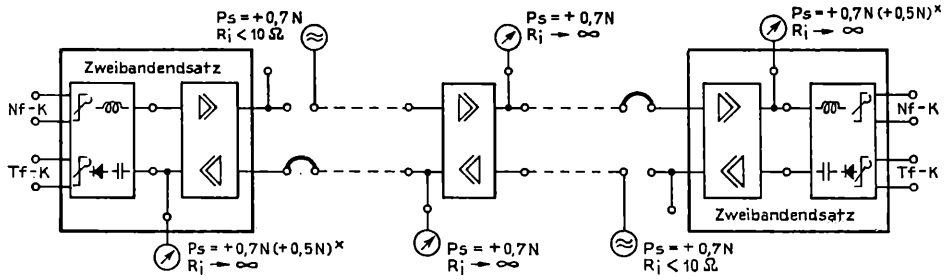


Bild 7: Zulässige Restdämpfungsverzerrung einer WT-Leitung gemäß CCIF-Empfehlung

Meist steht für jede WT-Leitung eine Ersatzleitung zur Verfügung, auf die sie im Störungsfall umgeschaltet wird. Die WT-Leitung wird dann nach der Störungsbeseitigung bis zur nächsten Ersatzschaltung als Fernsprechleitung unter Verwendung der zu ihrer Ersatzleitung gehörenden Gabeln benutzt. Für diesen Fall müssen die Leerlaufrückflußdämpfung und die Leerlaufpfeifsicherheit der als Fernsprechleitung geschalteten WT-Leitung ebenfalls bestimmt werden. Außerdem ist zu beachten, daß der Restdämpfungsverlauf der WT-Leitung und ihrer Ersatzleitung um möglichst nicht mehr als 0,2 N voneinander abweichen, da sonst bei jeder Ersatzschaltung die WT-Kanäle neu eingeregelt werden müßten.

Die *Messungen an Zweibandsystemen* unterscheiden sich grundsätzlich von denen an Fernsprech- und WT-Leitungen. Bei Zweibandsystemen wird zunächst nur der Spannungspegel am Ausgang der Zweibandverstärker gemessen (s. unter 2. 23.) (Bild 8).



× Pegel beim Zweibandsystem 47

Bild 8: Meßschaltung zur Messung des Spannungspegels in Zweibandsystemen

Zur Durchführung der Messungen ist die Leitung in der Senderichtung am Ausgang des Zweibandverstärkers im Endsatz aufzutrennen und an den Meßsender anzuschließen. An den Leitungsanfang wird eine Meßspannung mit dem Pegel + 0,7 N gelegt, die bei allen Frequenzen unabhängig vom Eingangswiderstand des Kabels ist, weil bei dieser Einstellung der Innenwiderstand des Generators $R_i < 10$ Ohm ist (Sendepegelwahlschalter auf + 0,7 N einstellen). Zunächst wird der Pegel bei 3000 Hz an sämtlichen Zweibandverstärkern auf + 0,7 N (nur am Zweibandempfangsverstärker im Endsatz 47 auf + 0,5 N) eingeregelt, wobei der Empfangsverstärker im Zweibandendsatz mit dem Tiefpaß und dem Frequenzumsetzer des Endsatzes abgeschlossen ist. Sodann ist der Pegelverlauf bei den Frequenzen 300, 500, 800, 1000, 2000, 3000, 3300, 4000, 5200, 5500 und 5700 Hz zu messen. Es ist zweckmäßig, zur Grobentzerrung zunächst nur die Frequenzen 300, 3000 und 5700 Hz zu wählen. Der Pegelverlauf an den Zwischenverstärkern und am Zweibandverstärker im Endsatz muß die in den Bildern 9 und 10

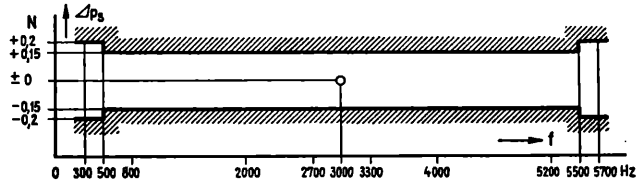


Bild 9: Zulässige Verzerrung des Spannungspegels am Ausgang eines Zweibandzwischenverstärkers

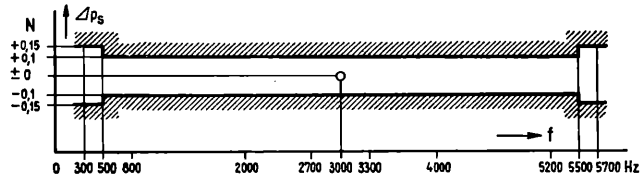


Bild 10: Zulässige Verzerrung des Spannungspegels am Ausgang eines Zweibandempfangsverstärkers im Endsatz

angegebenen Grenzen einhalten. Anschließend ist die Betriebsdämpfung der Kanäle zu messen, um nötigenfalls durch die Filter hervorgerufene Verzerrungen mit Hilfe der hierfür vorgesehenen Kanalentzerrer auszugleichen. Außerdem ist der Spannungspegel am Ausgang des Sendeverstärkers im Endsatz — der bei der Messung des Zweibandsystems abgeschaltet war — auf den

Wert +0,7 N für eine an den Nf-Kanal angelegte Meßspannung der Frequenz 800 Hz einzuregeln. Der Sendepegel beträgt dabei p_S = + 0,7 N bei Zweibandsystemen 35 bzw. p = — 2,0 N bei Zweibandsystemen 47). Da der Zweibandsendeverstärker im Endsatz 35 bei der Güteprüfung im Werk auf einen konstanten Spannungspegel einmalig entzerrt worden ist und sein Ausgangswiderstand — wie auch der Innenwiderstand des Pegelsenders bei der Systemmessung — niederohmig ist, entspricht der nach der Durchschaltung hergestellte Betriebszustand des Systems den Verhältnissen bei der Einmessung (Bild 11).

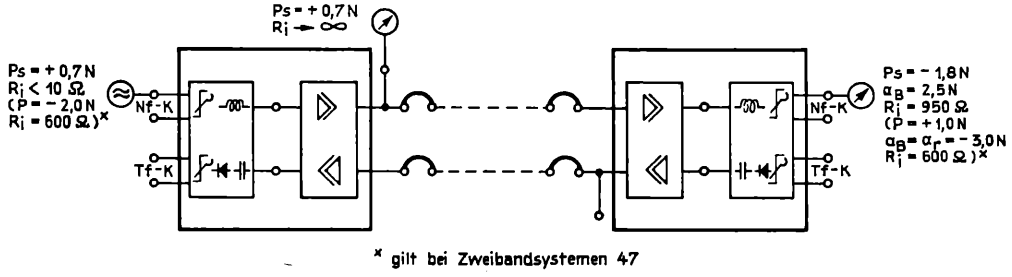


Bild 11: Meßschaltung zur Messung der Betriebsdämpfung der Kanäle in Zweibandsystemen

Der Ausgangswiderstand des Zweibandverstärkers im Endsatz 47 ist dem Scheinwiderstand der Leitung angepaßt und beträgt bei 3000 Hz etwa 850 Ohm. Er ist also nicht niederohmig. Vorbehaltlich einer endgültigen Regelung wird daher in Anlehnung an die — auch an Vielkanal-Tf-Systemen — übliche Meßpraxis empfohlen, im Anschluß an die mit einem niederohmigen Meßsender durchgeführte Systemmessung bei der Betriebsdämpfungsmessung der Kanäle den Spannungspegel am Zweibandsendeverstärker im Endsatz 47 mit Hilfe des Entzerrers E 4/102 auf den bei allen Frequenzen konstanten Wert +0,7 N einzustellen, sofern der Restdämpfungsverlauf der Kanäle nicht den Forderungen genügt. Dabei kann der Entzerrer E 4/102 wahlweise je nach Erfordernis auf Vl und Sl für Spulenabstand 1,7 km und Vl für Spulenabstand 2,0 km ein gestellt werden.

Zum Abschluß der Einmessung ist auch das nichtlineare Nebensprechen zu prüfen (s. unter 4.).

Die Einmessung der Leitungen verfolgt nicht nur den Zweck, sie auf die Planungswerte einzuregeln, sondern hat auch die Aufgabe, alle in der Leitungsführung liegenden Schaltelemente zu überprüfen. Eine durch einen Fehler bedingte zu hohe Dämpfung einer Kabelader darf daher nicht durch ebenso großes Erhöhen der Verstärkung ausgeglichen werden, sondern der den Dämpfungsanstieg verursachende Fehler ist zu beseitigen.

1. 23. Überwachen der Leitung

Um die durch die Einmessung erzielte Übertragungsgüte auf den Fernleitungen mit Verstärkern sicherzustellen und um Fehler frühzeitig erkennen zu können, ist ihre regelmäßige Überwachung erforderlich. Neben den von der Fernplatzbeamtin durchzuführenden täglichen Ruf- und Sprechproben sind Messungen des Übertragungszustandes in gewissen Zeitabständen notwendig.

1. 23. 1. Kurzmessungen

Die Restdämpfung der innerdeutschen Fernleitungen mit Verstärkern wird monatlich an zwei um 14 Tage auseinanderliegenden Tagen, die in einem Meßzeitenplan nach Tag und Stunde festgelegt sind, bei 800 Hz gemessen. Sie darf von dem Planungswert um nicht mehr als +0,3...—0,15 N abweichen, wobei der Unterschied der Restdämpfung zwischen den beiden Übertragungsrichtungen nicht größer als 0,3 N sein soll. Nach der Kurzmessung ist eine Leerlaufpfeifprobe durchzuführen, die erkennen lassen soll, ob die Leitung bei der vorhandenen Restdämpfung stabil ist. Bei beiden Endämtern wird die Leitung hochohmig — Schalter in Mithörstellung oder durch Druck auf eine besondere Leerlaufprüftaste — abgehört. Die Verstärkung wird dabei nicht erhöht. Es handelt sich also nicht um eine Feststellung der Leerlaufpfeifsicherheit, sondern lediglich um eine Leerlaufpfeif probe.

Die Zwischenämter wirken bei den Kurzmessungen nicht mit. An WT-Leitungen und an Zweibandsystemen werden keine Kurzmessungen durchgeführt.

1. 23. 2. Restdämpfungs- und Pegelmessungen bei 800 Hz

Die Restdämpfung und die Pegel an den Grenzverstärkern und an den Kanalverstärkern von Tf-Abschnitten internationaler Leitungen mit Verstärkern (auch WT-Leitungen) werden nach den Empfehlungen des CCIF je nach der Leitungsführung in folgenden Zeitabständen bei 800 Hz gemessen. Die Restdämpfung ist dabei auf ihren Planungswert einzuregeln.

Zweidrahtleitungen mit einem Verstärker	jährlich,
Zweidrahtleitungen mit 2 und 3 Verstärkern	halbjährlich,
Zweidrahtleitungen mit 4...6 Verstärkern	vierteljährlich,
Zweidrahtleitungen mit sehr leichter Bespulung	monatlich,
Zweidrahtleitungen mit einem Freileitungsabschnitt, der mindestens 1 Verstärker enthält	monatlich,
Vierdrahtleitungen mit 1...14 Verstärkern	monatlich,
Vierdrahtleitungen mit 15 oder mehr Verstärkern	wöchentlich.

(Bei Leitungen, die ganz oder teilweise über Trägerfrequenzabschnitte geführt sind, ist jeder Trägerfrequenzabschnitt als 1 Verstärker aufzufassen.) Die Tage, an denen diese Messungen und die nachfolgend erläuterten Überwachungsmessungen bei mehreren Frequenzen an internationalen Fernleitungen mit Verstärkern auszuführen sind, werden zwischen den Technischen Diensten der beteiligten Länder festgelegt und in dem vom CCIF jährlich aufgestellten „Programme de maintenance periodique des circuits internationaux d'Europe" vermerkt.

1. 23. 3. Regelmäßige Messungen bei mehreren Frequenzen

Sämtliche Fernleitungen mit Verstärkern und die Zweibandsysteme werden halbjährlich nach einem bei innerdeutschen Fernleitungen zwischen den Endämtern vereinbarten Meßzeitenplan genau überprüft. Die Überprüfung erstreckt sich auf die gleichen Messungen, die bei der Einmessung der Leitungen erforderlich sind. Die Leitungen werden halbjährlich, möglichst im Sommer und Winter, neu eingemessen. Ausgenommen von dieser Regelung sind internationale Zweidrahtleitungen mit weniger als vier Verstärkern, die nur jährlich bei mehreren Frequenzen zu messen sind. Es genügt jedoch, die Restdämpfung je nach dem Übertragungsbereich bei den Frequenzen 200, 300, 500, 800, 1400, 2000 (2100), 2400, 2800 (2700) und 3400 Hz zu messen, und man kann bei Vierdrahtleitungen auf die Messung der Pegel an den Zwischenverstärkern verzichten, wenn der Restdämpfungsverlauf die vorgeschriebenen Grenzen einhält. Bei sehr langen Leitungen ist es aber zweckmäßig, ein oder mehrere Zwischenämter mitpegeln zu lassen.

1. 24. Störungsmessungen

Überschreitet der bei den Kurzmessungen festgestellte Restdämpfungswert die zulässigen Grenzen oder äußert sich eine Störung der Leitung auf andere Weise, so ist durch eine „Störungsmessung" der Planungszustand wiederherzustellen. Die Art und der Umfang der erforderlichen Störungsmessung richtet sich nach dem aufgetretenen Fehler. Dabei ist grundsätzlich zu beachten, daß die Fernsprechleitungen, die bei der Kurzmessung die zulässigen Toleranzen nur geringfügig überschreiten (etwa +0,2 N für jede Übertragungsrichtung und für beide Übertragungsrichtungen zusammen —0,2 N), erst in der betriebsschwachen Zeit neu einzumessen sind. Bleiben die Abweichungen innerhalb der Grenzen und schwingt sich die Leitung bei der Leerlaufpfeifprobe nicht auf, so ist nichts zu veranlassen. „Pfeifende" Leitungen müssen jedoch sofort entstört werden.

Die Störungsmessungen werden in der Regel nur bei 800 Hz (3000 Hz bei Zweibandsystemen) durchgeführt. Zweck dieser Messung ist es, durch objektive Feststellung den Fehler einzugrenzen und nach der Fehlerbeseitigung die Restdämpfung und g. F. auch die Pegel der Leitung bei 800 Hz (3000 Hz) wieder auf die Sollwerte einzuregeln. Nur in Ausnahmefällen — z. B. bei Rufstörungen oder bei zu geringer Leerlaufpfeifsicherheit — kann es erforderlich sein, eine Störungsmessung auch bei anderen Frequenzen durchzuführen.

1. 25. Eintragung der Meßergebnisse

Die Ergebnisse aller Messungen sind sorgfältig und übersichtlich in die vorgeschriebenen Meßunterlagen einzutragen, um jederzeit ein zuverlässiges Urteil über die Betriebsgüte jeder Leitung abgeben zu können. Die Angaben sollen ferner Rückschlüsse auf den Zustand des gesamten Fernleitungsnetzes und die erforderlichen Pflege- und Überholungsmaßnahmen ermöglichen.

Wie die Meßunterlagen auszufertigen sind, ist im Teil B. ausführlich erläutert.

2. Dämpfung, Verstärkung und Pegel einer Fernleitung mit Verstärkern

2. 1. Übertragungstechnische Grundbegriffe

2. 11. Betriebsdämpfung

Bei der Übertragung einer Nachricht über eine Leitung mittels elektromagnetischer Wellen werden die Amplituden der Wellen durch die dabei auftretenden Verluste kleiner. Die Hälfte des natürlichen Logarithmus des Verhältnisses der Scheinleistung N_1

an beliebiger Stelle der Leitung zu der Scheinleistung N_2 an einer anderen Stelle bezeichnet man als *Vierpoldämpfung* oder *Wellendämpfung* (a) zwischen diesen Meßpunkten (Bild 12a). Es ist

$$a = \frac{1}{2} \ln \frac{N_1}{N_2} \; N \qquad (1)$$

Die Maßeinheit der Dämpfung a = 1 ist das Neper (N).

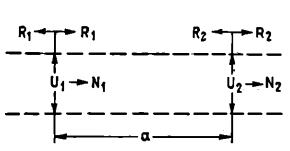


Bild 12a: Vierpoldämpfung

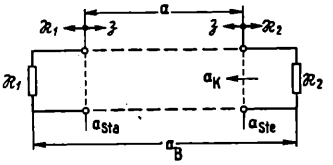


Bild 12b: Betriebsdämpfung

Zur Beurteilung der Übertragungseigenschaften einer Nachrichtenverbindung muß jedoch ihre Betriebsdämpfung zwischen den betriebsmäßigen Abschlußwiderständen bekannt sein (Bild 12b).*

Die *Betriebsdämpfung* (a_B) ist definiert als der halbe natürliche Logarithmus des Verhältnisses der Scheinleistung N_s', die ein Sender mit dem Innenwiderstand R_i an einen angepaßten Verbraucher unmittelbar abgeben würde, zu der Scheinleistung N_s, die der Empfänger mit beliebigem Widerstand R_2 über die Leitung von demselben Sender tatsächlich erhält (Bild 13a und b).

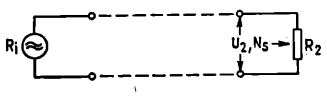


Bild 13a: Meßschaltung zur Messung der Betriebsdämpfung

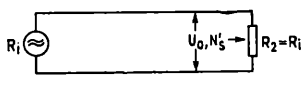


Bild 13 b: Meßschaltung zur Bestimmung von N_s'

Es ist also

$$a_B = \frac{1}{2} \ln \frac{N_s'}{N_s} \; N \qquad (2)$$

und mit

$$N_s' = \frac{U_0^2}{R_i} \text{ und } N_s = \frac{U_2^2}{R_2} \text{ wird}$$

$$a_B = \ln \frac{U_0}{U_2} + \frac{1}{2} \ln \frac{R_2}{R_i} \; N \qquad (3)$$

Bei gleichem Abschlußwiderstand am Eingang und Ausgang des Vierpols ($R_2 = R_i$) wird $\ln \frac{R_2}{R_i} = \ln 1 = 0$. Dann entspricht also die Betriebsdämpfung dem natürlichen Logarithmus des Verhältnisses der halben EMK des Senders $\left(\frac{E}{2} = U_0\right)$ zu der an der betrachteten Stelle des Systems gemessenen Spannung U_2:

$$a_B' = \ln \frac{U_0}{U_2} \; N \qquad (3a)$$

Ist die Leitung nicht mit ihrem Wellenwiderstand $\mathfrak{Z}$ abgeschlossen, sondern mit den vom Wellenwiderstand abweichenden betriebsmäßigen Abschlußwiderständen $\Re$, so entsteht an diesen Stellen ein Stoß, der zusätzliche Dämpfungen, die Stoßdämpfungen (a_{sta} am Anfang der Leitung und a_{ste} am Ende der Leitung) verursacht. Außerdem wird ein Teil der elektrischen Energie reflektiert. Dadurch entsteht eine weitere Zusatzdämpfung, die man Koppeldämpfung (a_K) nennt (s. Bild 12b). Schließt man dagegen die Leitung am Anfang und Ende mit Widerständen ab, die an den Wellenwiderstand angepaßt sind, so werden diese Verluste vermieden.

Die Betriebsdämpfung a_B unterscheidet sich mithin physikalisch von der Wellendämpfung a dadurch, daß durch die Fehlanpassung am Anfang und Ende der Leitung zusätzliche Dämpfungen auftreten. Bei beiderseitigem Abschluß der Leitung mit an den Wellenwiderstand angepaßten Widerständen (Widerstandsanpassung) sind diese Zusatzdämpfungen Null.

In den Schaltaufträgen ist grundsätzlich die Dämpfung unter der Voraussetzung des beiderseitigen reflexionsfreien Abschlusses der Leitung mit ihrem Wellenwiderstand angegeben (*Wellendämpfung*). Beim Messen der Betriebsdämpfung stellt man also einen davon abweichenden Wert fest. Im allgemeinen ist die Betriebsdämpfung größer als die Wellendämpfung, sie kann jedoch durch Resonanzeffekte auch kleiner werden.

Die Betriebsdämpfung der Leitungsabschnitte einer Fernleitung mit Verstärkern soll von ihrer Wellendämpfung um nicht mehr als $\pm 0{,}15$ N abweichen.

2.12. Restdämpfung

Mit Restdämpfung a_r bezeichnet man den Rest an Betriebsdämpfung, der in einer Fernleitung mit Verstärkern übrigbleibt (Bild 14). Da die Fernleitung (allgemein jeder Vierpol) jedoch mit beliebigen Abschlußwiderständen abgeschlossen werden kann, die Stoß- und Koppeldämpfungen unterschiedlicher Größe hervorrufen, läßt sich für ihre Betriebsdämpfung kein fester Wert angeben. Es interessiert aber in der Praxis nur ein bestimmter Wert, der einen Vergleichsmaßstab ermöglicht. Nach einer CCIF-Empfehlung wird daher die Betriebsdämpfung bei Abschluß der Leitung (Vierpol) mit $R_i = R_2 = 600\ \Omega$ (reell) gemessen.

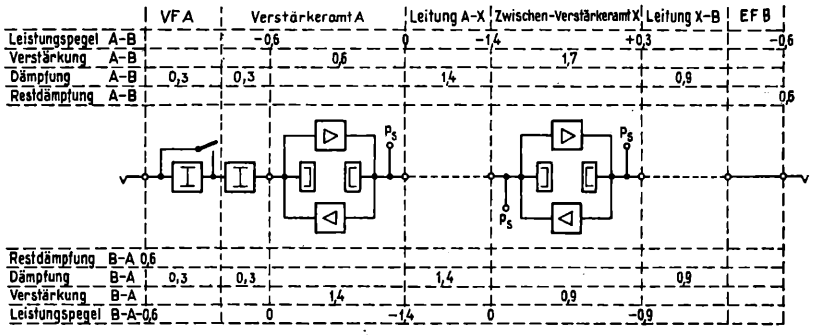


Bild 14: Dämpfung, Pegel und Verstärkung einer Zweidrahtleitung mit Verstärkern

Diese bei beiderseitigem Abschluß der Leitung (oder allgemein eines beliebigen Vierpols mit oder ohne Verstärker) mit 600 Ω (reell) gemessene Betriebsdämpfung nennt man Restdämpfung.

Die Restdämpfung ist also ein Sonderfall aller möglichen Betriebsdämpfungen. Es ergibt sich für die Restdämpfung:

$$a_r = \ln \frac{U_0}{U_2} \; N \qquad (3b)$$

Die Restdämpfungsmessung ist mithin eine reine Spannungsmessung.

Die Restdämpfung einer Fernsprechleitung mit Verstärkern soll bei innerdeutschen Leitungen des handvermittelten Durchgangsdienstes grundsätzlich 0,6 N und kann bei Fernsprechleitungen des reinen Enddienstes 0,6 . . . 0,9 N betragen. Sie soll in beiden Übertragungsrichtungen immer möglichst gleich groß sein.

In Fernleitungen, die mit Wechselstromtelegraphie betrieben werden, soll die Restdämpfung zwischen den Sende- und Empfangsbuchsen der WT-Gestelle $a_r = 0$ N sein.

2.13. Übertragungsbereich und Restdämpfungsverzerrung

Eine ideale Nachrichtenwiedergabe würde die Übertragung eines unendlich breiten Frequenzbandes erfordern. Diesem Idealfall stehen jedoch technische Schwierigkeiten und wirtschaftliche Erwägungen entgegen. Bei modernen Fernsprechleitungen wird zur Erzielung einer genügenden Sprachverständlichkeit ein Frequenzband von 300...3400 Hz übertragen. Es gibt jedoch z. Z. auch noch ältere Fernsprechstromkreise, deren obere Übertragungsgrenze 2100 Hz, 2400 Hz bzw. 2700 Hz beträgt. — In WT-Verbindungen muß die obere Übertragungsgrenze bei 2700 Hz (18fach WT) bzw. bei 3400 Hz (24fach WT), in Zweibandsystemen bei 5700 Hz liegen.

Die ausnutzbare *obere Übertragungsgrenze* f_0' eines Fernsprechstromkreises ist durch die *Grenzfrequenz* f_0 der benutzten Kabelader bestimmt. In bespulten Kabeladern beträgt die obere Übertragungsgrenze das 0,7fache der *Grenzfrequenz* f_0 (bei den neueren Kabeln des Bespulungssystems 80/40 mH beträgt sie $\approx 0{,}8 \cdot f_0$). Oberhalb der ausnutzbaren oberen Übertragungsgrenze der benutzten Kabelader ist eine einwandfreie Entzerrung oder Nachbildung der Leitung nicht möglich. Das auf der Leitung übertragene Frequenzband muß daher aus physikalischen Gründen durch die in den Verstärkern enthaltenen Tiefpaßfilter so begrenzt werden, daß keine Wechselströme einer Frequenz oberhalb der oberen Übertragungsgrenze übertragen werden. Maßgebend für die Begrenzung des

* Ferner müssen zur Beurteilung der Übertragungseigenschaften das Phasenmaß (b) bzw. die Laufzeit $\left(\frac{b}{\omega}\right)$ und die Laufzeitverzerrung $\left(\frac{db}{d\omega}\text{; Gruppenlaufzeit}\right)$ bekannt sein. Da diese bei der Planung der Leitung errechneten Größen sich praktisch nicht ändern und auch durch einfache Meßverfahren nicht erfaßt werden können, werden sie in der Praxis nicht gemessen. Die Übertragungseigenschaften einer Leitung werden daher im praktischen Meßdienst nur durch Dämpfungsmessungen überprüft. Trotzdem sind als Übertragungseigenschaften grundsätzlich das Dämpfungs- und Phasenmaß, definiert durch das Übertragungsmaß $g = a + jb$, zu verstehen.

übertragenen Frequenzbandes ist die im Zuge der Leitung liegende Kabelader mit der niedrigsten Grenzfrequenz. Den gebräuchlichen Kabeladern entsprechend werden Tiefpaßfilter verwendet, die stets das auf der Leitung übertragene Frequenzband auf die obere Übertragungsgrenze 2100 Hz, 2400 Hz, 2700 Hz, 3400 Hz begrenzen.

Die *untere Übertragungsgrenze* liegt grundsätzlich bei 300 Hz. Sie wird nur im Bedarfsfall (z. B. Ausnutzung der Kabelader mit Unterlagerungstelegraphie) durch Hochpaßfilter eingestellt.

Unter Restdämpfungsverzerrung versteht man den Unterschied zwischen der Dämpfung bei der Frequenz mit der geringsten Restdämpfung und bei der mit der höchsten Restdämpfung. Die geringste Restdämpfung soll in Fernsprechleitungen und WT-Verbindungen stets bei der Frequenz 800 Hz vorhanden sein. Alle anderen Sprachfrequenzen gelten dann als wirksam übertragen, wenn sie gegenüber der Frequenz 800 Hz um nicht mehr als 1 N gedämpft sind (siehe Bild 4). Für WT-Verbindungen sind engere Grenzen gesetzt (siehe Bild 7).

Diese Forderung muß jedoch auch für eine Nachrichtenverbindung erfüllt sein, die im Durchgangsverkehr über mehrere zusammengeschaltete Einzelleitungen aufgebaut ist (zulässig ist es, bis zu 5 Leitungen zu einer Durchgangsverbindung zusammenzuschalten). Für jede Einzelleitung sind daher wesentlich schärfere Bedingungen gestellt, wie aus dem Bild 5 zu ersehen ist. Die zulässige Restdämpfungsverzerrung für jede innerdeutsche Einzelleitung, die geeignet sein soll, am Durchgangsdienst teilzunehmen, ist so festgelegt, daß nach den Gesetzen der Wahrscheinlichkeit die für eine internationale Durchgangsverbindung maximal zulässige Verzerrung nicht überschritten wird (Beispiel s. Bild 5).

2.14. Betriebsverstärkung

Unter Betriebsverstärkung (s_B) versteht man eine negative Betriebsdämpfung. Die oben angestellten Überlegungen (s. unter 2.11.) treffen also auch für die Betriebsverstärkung zu, und es gilt:

$$s_B = -a_B = -\frac{1}{2}\ln\frac{N_s'}{N_s} = \frac{1}{2}\ln\frac{N_s}{N_s'}\ N \qquad (4)$$

$$s_B = \ln\frac{U_2}{U_0} + \frac{1}{2}\ln\frac{R_i}{R_2}\ N \qquad (5)$$

In Analogie zu Gleichung 1 gilt ebenfalls

$$s = -a = -\frac{1}{2}\ln\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{2}\ln\frac{N_2}{N_1}\ N \qquad (4a)$$

2.15. Pegel

Die Messung des Pegels soll zwei Aufgaben erfüllen:

1. Sie soll den elektrischen Zustand am Meßpunkt im Zuge der Leitung und
2. die Dämpfung der Leitung bis zu diesem Meßpunkt kennzeichnen.

Der Zustand am Meßpunkt ist eine absolute Größe; die Dämpfung bis zu diesem Meßpunkt stellt eine relative Größe dar, nämlich einen Vergleich des Zustandes am Meßpunkt mit dem Zustand an einem vorhergehenden Bezugspunkt im Zuge der Leitung. Gemäß CCIF-Definition ist dieser Bezugspunkt, falls nicht ausdrücklich etwas anderes festgelegt ist, der Anfang der Leitung.

Man unterscheidet Leistungs-, Spannungs- und Strompegel. Der Strompegel interessiert nicht und wird heute nicht mehr ermittelt. Der Leistungspegel läßt sich aus dem Spannungspegel ermitteln (s. unter 2.15.2.)

Da im praktischen Meßdienst zur Messung der Pegel Spannungsmesser (Pegelmesser) verwendet werden, die die absolute Größe einer Spannung anzeigen, ist der so gemessene Pegel stets ein absoluter Spannungspegel. Aus ihm läßt sich der absolute Leistungspegel errechnen und aus diesem der relative Leistungspegel ermitteln, wenn die an den Anfang der Leitung angelegte Leistung bekannt ist. Um aus dem Meßwert in einfacher Weise Rückschlüsse auf die Übertragungseigenschaften der Leitung ziehen zu können, wird bei der Messung in der Regel eine bekannte und unveränderliche Bezugsleistung $N_0 = 1$ mW mit der Bezugsspannung $U_0 = 0{,}775$ V an den Anfang der Leitung abgegeben. Diese Festsetzung ist an sich willkürlich, es könnte auch jede andere Leistung bzw. Spannung als Bezugswert dienen. Die Festsetzung geschah aus Zweckmäßigkeitsgründen. Der als Meßsender verwendete „Normalgenerator" gibt (bei einem Innenwiderstand von 600 Ohm und einer EMK von 2 × 0,775 V) an einen Abschlußwiderstand von 600 Ohm eine Leistung von 1 mW ab und legt an den Verbraucher eine Spannung von 0,775 V an. (Einzelheiten s. unter 2.21.) Mit diesen Bezugswerten ergeben sich dann einfache Zusammenhänge zwischen dem absoluten und dem relativen Pegel (s. unter 2.15.3.).

2.15.1. Absoluter Spannungspegel und Meßpegel

Der an dem betreffenden Meßpunkt festgestellte Pegel ist ein absoluter Spannungspegel. Da aus diesem Pegel Rückschlüsse auf die Übertragungseigenschaften der Leitung gezogen werden sollen (s. unter 2.15.3.), und weil das Dämpfungsmaß in Deutschland üblicherweise in Nepereinheiten ausgedrückt wird, sind die bei der DBP gebräuchlichen Pegelmesser nicht in Volt, sondern in Neper geeicht und zeigen die Spannung ausgedrückt als natürlichen Logarithmus des Verhältnisses der Meßspannung (U_x) zu 0,775 V an:

$$p_s = \ln\frac{U_x}{0{,}775}\ N$$

Man bezieht die Meßspannung aus Zweckmäßigkeitsgründen auf 0,775 V, weil sich dann — wie aus den späteren Ausführungen deutlich werden wird (s. unter 2.15.3.) — rechnerisch einfache Beziehungen bei der Ermittlung des relativen Pegels ergeben, wenn bei der Messung an den Anfang der Leitung ein Normalgenerator mit der EMK $2 \cdot 0{,}775$ V und $R_i = 600$ Ohm angelegt wird, wie das nach den CCIF-Festlegungen in der Regel der Fall ist. Man nennt deshalb den so gemessenen absoluten Spannungspegel Meßpegel.

Wird aber, wie es im Meßdienst für besondere Untersuchungen gelegentlich vorkommen kann, der Anfang des Systems aus einer Stromquelle gespeist, die nicht die Voraussetzungen des Normalgenerators erfüllt, d. h. aus einer Stromquelle, die nicht 0,775 V an den Anfang einer Leitung mit dem Eingangswiderstand 600 Ohm legt, dann ist der am Pegelmesser abgelesene Pegel zwar auch ein absoluter Pegel; es können aus ihm aber keine unmittelbaren Rückschlüsse auf die Übertragungseigenschaften des Systems gezogen werden, weil der Pegelmesser auf 0,775 V als Bezugsgröße geeicht ist. Man bezeichnet daher einen so gemessenen Spannungspegel auch nicht als Meßpegel.

2.15.2. Zusammenhang zwischen Leistungs- und Spannungspegel

Die Übertragungseigenschaften einer Leitung werden nicht nach den an den Meßpunkten herrschenden Spannungen, sondern nach der übertragenen Leistung beurteilt. Mit einem Pegelmesser kann aber nach Vorstehendem nur der absolute Spannungspegel gemessen werden, das ist die absolute Größe des Spannungsabfalls an dem Verbraucherwiderstand Z_2. Dieser Verbraucherwiderstand Z_2 ist je nach der Kabelart unterschiedlich und ändert sich bei gleichem Kabel für die verschiedenen Meßfrequenzen. Um zu festen Vergleichswerten zu gelangen, rechnet man den an dem Verbraucherwiderstand Z_2 gemessenen Spannungspegel auf die an ihm erzeugte Leistung um und erhält daraus den absoluten Leistungspegel.

Ist die Größe von Z_2 bekannt, so kann man die von diesem Widerstand aufgenommene Leistung aus der Beziehung $N_x = \frac{U^2_x}{Z_2}$ berechnen. Sinngemäß wie man den in Nepereinheiten ausgedrückten absoluten Spannungspegel aus dem Verhältnis der Meßspannung zu 0,775 V ermittelt, errechnet man nun den absoluten Leistungspegel aus dem Verhältnis der sich aus der Meßspannung am tatsächlichen Verbraucherwiderstand ergebenden Leistung N_x zu der rein rechnerischen Leistung, die 0,775 V an einem Verbraucherwiderstand von 600 Ohm erzeugen würde.

Eine Spannung von 0,775 V erzeugt an einem Verbraucherwiderstand von 600 Ohm eine Leistung $N = \frac{(0{,}775\ \mathrm{V})^2}{600\ \Omega} = 1$ mW. Für den in Nepereinheiten ausgedrückten absoluten Leistungspegel ergibt sich dann:

$$p_x = \frac{1}{2}\ln\frac{N_x}{N} = \frac{1}{2}\ln\frac{U^2_x}{1 \cdot Z_2} = \frac{1}{2}\ln\frac{U^2_x}{Z_2} \cdot \frac{600}{0{,}775^2}$$

oder

$$p_x = \ln\frac{U_x}{0{,}775} - \frac{1}{2}\ln\frac{Z_2}{600}\ N$$

Das Glied $\ln\frac{U_x}{0{,}775}$ ist aber der mit dem auf den Bezugswert 0,775 V geeichten Pegelmesser festgestellte absolute Spannungspegel p_{sx}. Es ist also

$$p_x = p_{sx} - \Delta\ N \qquad (6)$$

der auf eine rechnerische Leistung von 1 mW bezogene absolute Leistungspegel, den man aus dem gemessenen Spannungspegel und dem errechneten Verhältnis des Verbraucherwiderstandes Z_2 zu dem Ersatzwiderstand 600 Ohm, der die von der Bezugsspannung 0,775 V erzeugte Bezugsleistung 1 mW aufnehmen würde, erhält.

Man nennt das Glied

$$\Delta = \frac{1}{2}\ln\frac{Z_2}{600} \qquad (6a)$$

das Berichtigungsglied.

Falls der Verbraucherwiderstand genau 600 Ohm beträgt, wird das Berichtigungsglied 0. Der absolute Spannungspegel ist dann gleich dem absoluten Leistungspegel.

Den relativen Leistungspegel kann man erst nach dieser Umrechnung bestimmen (s. unter 2.15.3.).

Unter 2.23. ist hierzu ein Beispiel angegeben und näher erläutert, wie das Berichtigungsglied Δ im praktischen Betriebsdienst ermittelt wird.

Der am Meßpunkt festgestellte absolute Leistungspegel soll bei Nf-Leitungen aus Gründen der Nebensprechfreiheit und damit der Verstärker nicht übersteuert wird, den Wert +1,1 N

bei Vierdrahtleitungen und 0,7 N bei Zweidrahtleitungen nicht überschreiten. Damit der Nutzpegel einen hinreichenden Abstand vom Störpegel hat, darf der absolute Leistungspegel nicht niedriger sein als —5,5 N. (Für den relativen Leistungspegel von Vierdrahtleitungen sind die Grenzwerte 1,1 N und — 3,0 N festgelegt.)

2. 15. 3. Zusammenhang zwischen absolutem und relativem Pegel

Der mit einem Pegelmesser festgestellte Pegel ist stets ein absoluter Spannungspegel (s. unter 2. 15. 1.). Aus ihm läßt sich der absolute Leistungspegel ermitteln (s. unter 2. 15. 2.). Die Übertragungseigenschaften einer Leitung lassen sich aber, wie eingangs festgestellt wurde, nur durch den relativen Pegel, und zwar durch den relativen Leistungspegel (p') beurteilen, d. h., durch Vergleich des absoluten Leistungspegels (p_x) am Meßpunkt mit dem absoluten Leistungspegel (p_0) am Anfang der Leitung. Man erhält also den relativen Pegel, wenn man von dem am Meßpunkt festgestellten absoluten Pegel den am Anfang der Leitung herrschenden absoluten Pegel subtrahiert (als Pegelwerte sind hier die Leistungspegel einzusetzen). Es ist also:

$$p' = p_x - p_0 \qquad (7)$$

Der absolute Leistungspegel am Meßpunkt ist

$$p_x = \frac{1}{2} \ln \frac{N_x}{1} \text{ N (s. unter 2. 15.2.).}$$

Der absolute Leistungspegel am Anfang der Leitung ist

$$p_0 = \frac{1}{2} \ln \frac{N_0}{1} \text{ N}$$

Es ergibt sich also:

$$p' = \frac{1}{2} \ln \frac{N_x}{1} - \frac{1}{2} \ln \frac{N_0}{1} = \frac{1}{2} \ln \frac{N_x}{N_0} \text{ N}$$

Da nach den Formeln 1, 4a und 8 die Beziehungen gelten:

$$p' = -a = s = -\frac{1}{2} \ln \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{N_2}{N_1} \text{ N}, \qquad (7a)$$

gibt der relative Leistungspegel auch unmittelbar an, um welchen Betrag der absolute Leistungspegel am Meßpunkt gegenüber dem absoluten Leistungspegel an einem anderen Bezugspunkt der Leitung gedämpft oder verstärkt ist.

Wenn der Anfang der Leitung aus einem Normalgenerator (s. unter 2. 21.) gespeist ist, der an einen Verbraucherwiderstand von 600 Ohm eine Leistung von $N_0 = 1$ mW abgibt, wird

$$p_0 = \frac{1}{2} \ln \frac{N_0}{1} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{1} = 0 \text{ N}$$

Der absolute Leistungspegel am Anfang der Leitung ist dann also 0 N, und es folgert:

$$p' = \frac{1}{2} \ln \frac{N_x}{1} - 0 = \frac{1}{2} \ln \frac{N_x}{1} \text{ N}$$

Da $\frac{1}{2} \ln \frac{N_x}{1}$ der absolute Leistungspegel am Meßpunkt ist, stellt dieser dann zugleich auch den relativen Leistungspegel dar, wenn bei der Messung 1 mW auf den Anfang der Leitung gegeben wurde. Diese Voraussetzung ist erfüllt, wenn die Leitung aus einem Normalgenerator gespeist wird und der Eingangswiderstand der Leitung 600 Ohm beträgt, denn dann ist der absolute Leistungspegel am Anfang der Leitung 0 N.

Diese Voraussetzung ist jedoch in Praxis nicht genau gegeben. Nach den CCIF-Festlegungen soll der Eingangswiderstand einer Fernsprechleitung 600 Ohm . . . 950 Ohm betragen. Der Fehler, der sich ergibt, wenn vorausgesetzt wird, daß der absolute Leistungspegel am Anfang der Leitung 0 N beträgt, kann aber in Praxis vernachlässigt werden, falls der Eingangswiderstand der Leitung innerhalb der Grenzen 400 . . . 950 Ohm liegt. Diese Voraussetzung trifft in der Regel zu.

Wenn für einen Meßpunkt ein bestimmter Pegel vorgeschrieben wird, dann gibt man ihn stets als relativen Leistungspegel in bezug auf den Anfang des Systems an.

2. 15. 4. Zusammenstellung der Formeln für die verschiedenen Pegelarten

Zwecks besserer Übersicht sind nachfolgend die mathematischen Definitionen der verschiedenen Pegel nochmals zusammengestellt (vgl. Bild 15):

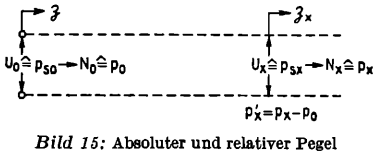


Bild 15: Absoluter und relativer Pegel

(1) Relativer Pegel

α) Relativer Leistungspegel

$$p' = \frac{1}{2} \ln \frac{N_x}{N_0} \text{ N} \qquad (8)$$

N_x = Leistung am Meßpunkt;
N_0 = Leistung am Anfang des Systems.

β) Relativer Spannungspegel

$$p'_s = \ln \frac{U_x}{U_0} \text{ N} \qquad (9)$$

U_x = Effektivspannung am Meßpunkt;
U_0 = Effektivspannung am Anfang des Systems.

(2) Absoluter Pegel

α) Absoluter Leistungspegel

$$p = \frac{1}{2} \ln \frac{N_x}{1} \text{ N} \qquad (10)$$

N_x = Leistung am Meßpunkt in mW

β) Absoluter Spannungspegel

$$p_s = \ln \frac{U_x}{0{,}775} \text{ N} \qquad (11)$$

U_x = Effektivspannung am Meßpunkt in Volt

2. 15. 5. Zusammenfassende Darstellung der Pegelermittlung

(1) Der gemessene Pegel ist ein *absoluter Spannungspegel.* Er wird durch den Pegelmesser in Nepereinheiten angezeigt.

Rückschlüsse auf die Übertragungseigenschaften der Leitung können aus diesem gemessenen Pegel nicht unmittelbar gezogen werden.

(2) Die Dämpfung der Leitung wird nicht nach der Spannung, sondern nach der übertragenen Leistung beurteilt. Der am Meßpunkt ermittelte absolute Spannungspegel wird deshalb zunächst in den *absoluten Leistungspegel* umgerechnet. Für diesen Pegel sind Höchst- und Mindestwerte vorgeschrieben.

Der absolute Leistungspegel ist nur dann gleich dem absoluten Spannungspegel, wenn der tatsächliche Verbraucherwiderstand 600 Ohm beträgt; das ist im praktischen Meßdienst in der Regel nicht der Fall.

(3) Die Differenz zwischen dem absoluten Leistungspegel am Meßpunkt und dem absoluten Leistungspegel am Anfang der Leitung ist das Maß für die Übertragungseigenschaften der Leitung und wird als *relativer Leistungspegel* bezeichnet.

(4) Die Messungen werden im Regelfall mittels eines Normalgenerators durchgeführt, der an den Anfang der Leitung die Leistung 0 N abgibt, wenn der Eingangswiderstand der Leitung innerhalb der Grenzen 400 Ohm . . . 950 Ohm liegt. Diese Voraussetzung kann im Regelfall als gegeben angesehen werden. Dann ist *der aus diesem Meßpegel ermittelte absolute Leistungspegel gleich dem relativen Leistungspegel.*

Die nach den Meßunterlagen geforderten Pegel sind stets relative Leistungspegel.

(5) Der *relative Spannungspegel* hat nur bei der Messung von Zweibandsystemen praktische Bedeutung (s. unter 2. 23.).

2. 2. Praktische Ausführung der Dämpfungs-, Verstärkungs- und Pegelmessungen

2. 21. Betriebsdämpfungs- und Restdämpfungsmessungen

Um alle Messungen möglichst einfach durchführen zu können, wird eine Wechselstromquelle benutzt, die bei einem Innenwiderstand $R_i = 600\ \Omega$ (reell) bei allen Frequenzen eine EMK $E = 2 \cdot 0{,}775$ V hat. Da diese Stromquelle an einen angepaßten Verbraucher $R_2 = 600\ \Omega$ (reell) die Normalleistung $N_s' = 1$ mW bei einer Spannung $U_0 = 0{,}775$ V abgeben würde, bezeichnet man sie als Normalgenerator.

Schließt man das Ende des Vierpols (Leitung), dessen Dämpfung zu messen ist, mit $R_2 = 600\ \Omega$ (reell) ab, so gibt der an diesem Widerstand mit einem hochohmigen Pegelmesser festgestellte (absolute) Spannungspegel p_s unmittelbar die Restdämpfung $a_r = -p_s$ an (vgl. Gleichung 3b und 11). Der so gemessene (absolute) Spannungspegel ist gleichzeitig der absolute Leistungspegel p (vgl. Gleichung 6) und entspricht der CCIF-Definition des Meßpegels (Bild 16)

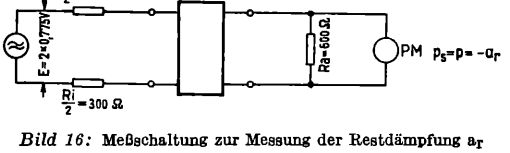


Bild 16: Meßschaltung zur Messung der Restdämpfung a_r

Merke: *Die Restdämpfung wird grundsätzlich so gemessen, daß man den Anfang des Systems aus einem Normalgenerator speist und am Ende an einem Abschlußwiderstand $R_2 = 600\ \Omega$ (reell) mit einem Pegelmesser den Spannungspegel feststellt.*

Es kommt jedoch gelegentlich im praktischen Meßdienst vor, daß man zur Messung der Restdämpfung eine Wechselstromquelle mit einer von $2 \cdot 0{,}775$ V abweichenden EMK benutzt. Die Meßsender sind daher so eingerichtet, daß z. B. auch die Pegel $+0{,}5$ N oder $-2{,}0$ N eingestellt werden können. Der innere Widerstand des Meßsenders bleibt dabei 600 Ohm. Dann erhält ein an $R_i = 600\ \Omega$ angepaßter Verbraucher den Pegel $p_{s0} = p_0 = +0{,}5$ N bzw. $p_{s0} = p_0 = -2{,}0$ N. Man mißt z. B. bei einem Sendepegel $p_0 = -2{,}0$ N, wenn man beim Suchen eines Kontaktfehlers verhindern will, daß dieser durch eine zu hohe Spannung frittet. Wenn auch in diesem Fall der Vierpol mit $R_2 = R_i = 600\ \Omega$ abgeschlossen ist, ergibt sich als Restdämpfung $a_r = -(p_2 - p_0)$ (vgl. Gleichung 7 und 7a).

Beispiel:

$p_0 = -2$ N

$p_2 = -2{,}6$ N; $a_r = -(p_2 - p_0) = 0{,}6$ N

In vielen Fällen interessiert aber nicht die zwischen Abschlußwiderständen von 600 Ohm herrschende Restdämpfung, sondern die Betriebsdämpfung des Systems oder Vierpols bei betriebsmäßigem Abschluß. Um auch diese durch nur eine Spannungsmessung bestimmen zu können, benutzt man einen Meßsender, dessen EMK $2 \cdot 0{,}775$ V beträgt und dessen Innenwiderstand ungefähr dem betriebsmäßigen Abschluß am Anfang des Systems entspricht. Bei Abschluß mit $R_2 = R_i$ am Ende ist wieder

$$p_{s2} = -a_B$$

Nur wenn die betriebsmäßigen Abschlußwiderstände des Vierpols (Leitung) 400...950 Ohm betragen (was meist der Fall ist), kann seine Betriebsdämpfung mit hinreichender Genauigkeit durch eine Restdämpfungsmessung bestimmt werden. Der dabei durch die Stoßdämpfungen verursachte Fehler beträgt höchstens 0,04 N.

Beispiel:

Es soll die Betriebsdämpfung (Streckendämpfung) eines Fernleitungsabschnitts gemessen werden, der betriebsmäßig mit Verstärkern der Bauart 25 abgeschlossen ist. Der Eingangs- und Ausgangsscheinwiderstand der Verstärker beträgt $\approx$ 1800 Ohm. Die Kabelader ist über FlÜ 1 : 1 angeschaltet. Es gibt folgende Meßmöglichkeiten:

a) Die FlÜ 1 : 1 werden gegen FlÜ 1 : 2 ausgetauscht. Man kann dann die Betriebsdämpfung zwischen Abschlußwiderständen von 600 Ohm messen. Der dabei noch auftretende Meßfehler ist unbedeutend.
Dieser Austausch ist jedoch z. B. dann nicht möglich, wenn der Vierer, der aus diesem und einem anderen Stamm gebildet ist, nicht gestört werden darf. Man kann dann wie folgt messen:

b) Der Pegelsender wird auf eine EMK $+0{,}7$ N und Ri ≈ 0 Ohm eingestellt. Als Ersatzinnenwiderstand wird dem Sender ein Reihenwiderstand von 1800 Ohm vorgeschaltet. Am Ende der Leitung wird der Spannungspegel p_{s2} an einem Abschlußwiderstand $R_2 = 1800$ Ohm gemessen. Es ist genau

$$p_{s2} = -a_B$$

c) Die Betriebsdämpfung der Leitung kann mit den unter a und b angegebenen Verfahren nicht gemessen werden, falls die erforderlichen Hilfsmittel nicht zur Verfügung stehen. Der Eingangswiderstand der Leitung ist ebenfalls nicht bekannt. Es soll daher die Betriebsdämpfung aus einer Messung der am Anfang und Ende der Leitung vorhandenen Leistungspegel ermittelt werden.

An dem unbekannten Eingangswiderstand der Leitung wird gemessen

$$p_{s0} = +0{,}37\ \text{N}$$

Man sieht dann aus dem Diagramm des Bildes 22, daß Z = 1600 Ohm und das zugehörige Berichtigungsglied $\Delta = 0{,}49$ N ist (Einzelheiten über p_{s0} und Δ s. unter „2. 23. Pegelmessungen").

Es ergibt sich also als Leistungspegel am Anfang der Leitung

$$p_0 = p_{s0} - \Delta = -0{,}12\ \text{N}$$

Hätte man angenommen, daß $p_{s0} = \Delta$, also $p_0 = 0$ N ist, so wäre ein Meßfehler von 0,12 N gemacht worden.

Am Ende der Leitung wird an einem Ersatzwiderstand $R_2 = 1800$ Ohm $p_{s2} = -0{,}67$ N gemessen. Für $R_2 = 1800$ Ohm ist $\Delta = 0{,}55$ N, wie man ebenfalls aus Bild 22 oder aus Gleichung 6a ermitteln kann.

Damit wird

$$p_2 = p_{s2} - \Delta = -1{,}22\ \text{N}$$

und man erhält

$$p' = -a_B = p_2 - p_0 = -1{,}1\ \text{N}$$

Die gesuchte Betriebsdämpfung beträgt also

$$a_B = 1{,}1\ \text{N}$$

2. 22. Messung der Betriebsverstärkung

Die Betriebsverstärkung eines Verstärkers wird ebenfalls grundsätzlich mit gleich großen Abschlußwiderständen $R_i = R_2$ gemessen, die ungefähr den betriebsmäßigen Abschlüssen entsprechen. Aus dem am Ausgang des Verstärkers festgestellten Spannungspegel kann dann die Betriebsverstärkung unmittelbar angegeben werden. In die Betriebsverstärkung der Zwischenverstärker geht die Dämpfung von 2 FlÜ ein, bei Endverstärkern von 1 FlÜ, der auf der Fernleitungsseite des Verstärkers eingeschaltet ist:

Im Betriebsdienst sind die beiden folgenden Meßverfahren gebräuchlich.

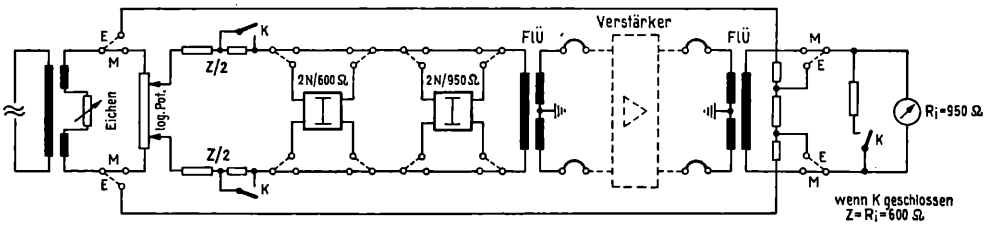


Bild 17: Vereinfachtes Schaltbild der VME 42

2. 22. 1. Verstärkungsmessung mit der Verstärkungsmeßeinrichtung (VME) (Bild 17)

Die Verstärkungsmeßeinrichtung 42 (VME 42), die als „Einheitsmeßeinrichtung" eingeführt ist, arbeitet nach folgendem Verfahren:

Sie schließt den Verstärker am Eingang und Ausgang mit Widerständen Z = 950 Ohm (alle Zwischenverstärker und die Zweibandempfangsverstärker 35) oder Z = 600 Ohm (alle Endverstärker, nicht aber Zweibandempfangsverstärker 35) ab, die durch den Wahlschalter „Zwischenverstärker/Endverstärker" eingeschaltet werden. Die zur Messung erforderlichen FlÜ sind in der Meßschaltung enthalten.

Zunächst wird in einer Eichschaltung (ohne den zu messenden Verstärker) die EMK des Meßsenders so eingeregelt, daß an dem Anzeigeinstrument ein Spannungspegel $p_s = +0{,}5$ N gemessen wird. Der Zeiger des Instruments muß auf der Eichmarke stehen. Zur Messung der Betriebsverstärkung wird die nun bekannte Spannung des Generators durch einen „logarithmischen" Spannungsteiler so weit gesenkt, daß am Ausgang des Verstärkers wieder der Pegel $p_s = +0{,}5$ N auf der Eichmarke des Meßinstruments angezeigt wird. An der Skala des Potentiometers kann dann die gemessene Betriebsverstärkung unmittelbar abgelesen werden.

Der Meßbereich der VME 42 beträgt $-0{,}2 \ldots +2{,}5$ N und kann durch Zuschalten einer festen Dämpfung von 2,0 N, deren Kennwiderstand 950 Ohm oder 600 Ohm beträgt, auf 4,5 N erweitert werden.

Die VME 42 gestattet die Messung der Betriebsverstärkung zwischen Abschlußwiderständen von 950 Ohm oder 600 Ohm. Da die Zweidraht-, Vierdraht- und Zweiband zwischenverstärker betriebsmäßig auf etwa 950 Ohm und die Zweidraht- und Vierdrahtendverstärker auf etwa 950 Ohm leitungsseitig und 600 Ohm amtsseitig angepaßt sind, kann also mit der VME 42 die Betriebsverstärkung aller Arten von Nf-Verstärkern und der Zweibandzwischenverstärker mit hinreichender Genauigkeit gemessen werden.

Die *Zwischenverstärker* werden über FlÜ 1 : 1 bei Abschlußwiderständen von 950 Ohm praktisch hinreichend genau dem Betriebszustand angepaßt*. Die *Nf-Endverstärker* werden dagegen zwischen Abschlußwiderständen von 600 Ohm gemessen, wobei auf der Fernleitungsseite des Verstärkers ein FlÜ 1 : 1 eingeschaltet ist. Gegenüber der tatsächlichen Betriebsverstärkung enthält die mit beiderseitigem Abschluß durch 600 Ohm vorgenommene Messung einen Anpassungsfehler, denn auf der Leitungsseite müßte eigentlich mit 950 Ohm abgeschlossen werden. Die bei beiderseitigem Abschluß mit 600 Ohm so gemessene Verstärkung der Endverstärker ist etwa 0,02 N geringer als ihre Verstärkung bei betriebsmäßiger Einschaltung. Dieser Fehler kann vernachlässigt werden.

Zur Bestimmung der Betriebsverstärkung eines *Zweibandempfangsverstärkers* im Endsatz 35 ist jedoch eine Korrektur vorzunehmen:

Seine Betriebsverstärkung wird zwischen Abschlüssen von 950 Ohm gemessen. Das entspricht seinem betriebsmäßigen leitungsseitigen Abschluß mit etwa 950 Ohm; den betriebsmäßigen Abschluß des niederohmigen Verstärkerausgangs bildet aber der Eingangswiderstand des Zweibandendsatzes mit etwa 500 Ohm (Bild 18):

* Die Stammleitungen mit einem Z$\approx$ 1600 Ohm werden durch FlÜ 1 : 2, die Viererleitungen (oder leicht bespulte Stammleitungen) mit einem Z$\approx$ 800 Ohm durch FlÜ 1 : 1 abgeschlossen. In beiden Fällen wird dadurch der Eingangsscheinwiderstand der Leitung auf Z$\approx$ 950 Ohm übersetzt. Die Verstärker selbst haben stets einen von der Leitungsseite gesehenen Ein- oder Ausgangsscheinwiderstand Z$\approx$ 950 Ohm, wenn ihnen beiderseitig ein FlÜ 1 : 1 vorgeschaltet wird. Es entspricht also den Betriebsverhältnissen, wenn man die Betriebsverstärkung mit der VME 42 zwischen 950 Ohm bzw. 600 Ohm und FlÜ 1 : 1 mißt.

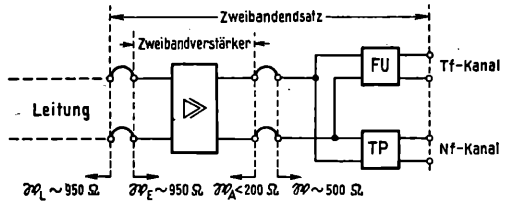


Bild 18: Scheinwiderstand eines Zweibandsatzes (Empfangsrichtung)

Die am Verstärkerausgang gemessene Spannung ist praktisch unabhängig vom Abschlußwiderstand; die abgegebene Leistung wächst jedoch mit abnehmendem Widerstand. Die Leistung an dem Meßwiderstand ist $N_1 = \frac{U^2}{950}$; demgegenüber beträgt die von dem betriebsmäßigen Abschluß aufgenommene Leistung $N_2 = \frac{U^2}{500}$. Da $N_2 = \frac{U^2}{500} \cdot \frac{950}{950} = \frac{U^2}{950} \cdot \frac{950}{500} = N_1 \cdot \frac{950}{500}$, also wegen des niederohmigen Verstärkerausganges größer als die Leistung an dem Meßwiderstand ist, muß man den mit der VME 42 zwischen Abschlußwiderständen von 950 Ohm gemessenen Wert der Verstärkung eines Zweibandempfangsverstärkers im Endsatz 35 um den Betrag $\frac{1}{2} \ln \frac{950}{500} \approx 0{,}3$ N erhöhen, um die wirkliche Betriebsverstärkung zu erhalten.

Die mit der VME 42 zwischen Abschlußwiderständen von 950 Ohm gemessene Betriebsverstärkung eines Zweibandsenderverstärkers im Endsatz 35 (auch 47) braucht nicht korrigiert zu werden, denn der Abschlußwiderstand am niederohmigen Ausgang des Verstärkers beträgt sowohl bei der Messung wie im Betrieb 950 Ohm. Der Fehler am Eingang ist etwa —0,03 N und kann noch vernachlässigt werden.

Die Betriebsverstärkung der *Zweibandempfangsverstärker* im Endsatz 47 wird zwischen Abschlußwiderständen von 600 Ohm gemessen. Eine Korrektur der Meßwerte ist nicht erforderlich, weil der amtsseitige Ausgang des Verstärkers auch betriebsmäßig mit 600 Ohm abgeschlossen ist.

2. 22. 2. Verstärkungsmessung mit Pegelsender und Pegelmesser (Bild 19)

An Stelle der VME 42 kann man zur einfachen Bestimmung der Betriebsverstärkung einen Pegelsender und einen Pegelmesser benutzen. Um die Messung möglichst einfach zu gestalten, wählt man für alle Arten von Nf- und Zweibandverstärkern Abschlußwiderstände Z = 600 Ohm. Um den zu messenden Verstärker nicht zu übersteuern und dadurch eine Fehlmessung herbeizuführen, wird die EMK des Generators so geregelt, daß der am Ausgang des Verstärkers gemessene Pegel $p_{s2} \leqq +0{,}5$ N ist. Die Verstärkung ergibt sich dann aus der Beziehung

$$s = p_{s2} - (p_{s1} - 0{,}7)\ \text{N}$$

(Hierin ist $p_{s1} - 0{,}7$ die halbe EMK des Pegelsenders.) (Vgl. hierzu die Definition der Betriebsdämpfung (-verstärkung) unter 2. 11. und Gleichung 5. Es ist dabei $U_0 = \frac{E}{2}$).

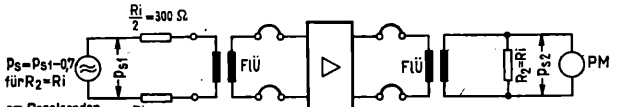


Bild 19: Verstärkungsmessung mit Pegelsender und Pegelmesser

Da $p_s = p_{s1} - 0{,}7$ für $R_2 = R_i$ bei den gebräuchlichen Pegelsendern unmittelbar am Sendepegelwahlschalter abgelesen werden kann, erhält man bei nur einer Messung die Verstärkung

$$s = p_{s2} - p_s\ \text{N}$$

Durch diese Art der Messung tritt bei *Zwischenverstärkern* ein Meßfehler von höchstens —0,04 N und bei *Nf-Endverstärkern* — wie bei Messung mit der VME — von höchstens —0,02 N auf; d. h. das Meßergebnis liegt um 0,04 N bzw. 0,02 N zu niedrig. Diese Fehler können vernachlässigt werden. Jedoch ist die so gemessene Verstärkung eines *Zweibandempfangsverstärkers im Endsatz 35* um +0,1 N zu erhöhen, um die tatsächliche Betriebsverstärkung zu erhalten. *Beim Zweibandempfangsverstärker 47* stimmt das Meßverfahren mit dem bei Messung mittels der VME überein.

Falls es erforderlich ist, den bei der Messung von Zwischenverstärkern auftretenden Meßfehler zu vermeiden oder wenn die EMK des Generators nicht genügend klein gewählt werden kann, ist es auch möglich, die Verstärkung in der Schaltung nach Bild 20 zu messen. Der grundsätzliche Unterschied besteht darin, daß ein Dämpfungsglied a vorgeschaltet wird.

Es ergibt sich die Verstärkung zu:

$$s = p_{s2} - p_{s1} + 0{,}7 + a\ \text{N}$$

Wählt man $p_{s1} = +0{,}7$ ($R_i = 0\ \Omega$!) und stellt die Eichleitung so ein, daß $p_{s2} = 0$ N ist, dann entspricht die Verstärkung der eingestellten Dämpfung, also $s = a$.

Bei allen Verstärkungsmessungen mit Pegelsender und Pegelmesser ist darauf zu achten, daß die erforderlichen FlÜ (2 FlÜ 1 : 1 bei Zwischenverstärkern, 1 FlÜ 1 : 1 bei Endverstärkern) eingeschaltet sind. Will man zur Vereinfachung darauf verzichten, so ist die gemessene Verstärkung für jeden FlÜ um 0,05 N zu verringern (s. Bild 20).

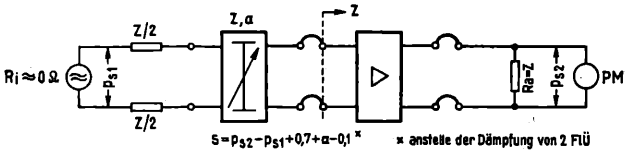


Bild 20: Verstärkungsmessung mit Hilfe einer Eichleitung

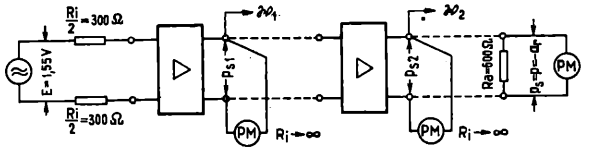


Bild 21: Schematische Darstellung der Spannungspegelmessung

2. 23. *Pegelmessung* (Bild 21)

Wie bereits an früherer Stelle erläutert wurde (s. unter 2. 15. 3.), sind für die einzelnen Meßpunkte Leistungspegel, die innegehalten werden sollen, festgelegt, also Pegel, die sich auf die von 0,775 V an einem rechnerischen Vergleichs-Abschlußwiderstand von 600 Ohm erzeugte Leistung beziehen. Mit den üblichen Pegelmessern kann man jedoch den Leistungspegel (bezogen auf 600 Ohm) nicht unmittelbar messen, sondern lediglich den Spannungspegel, der an dem Verbraucherwiderstand (weiterführende Leitung) herrscht. Der Eingangswiderstand der Leitungen liegt aber in der Größenordnung um 800 Ohm und ist für die verschiedenen Meßfrequenzen unterschiedlich. Der Leistungspegel muß dann aus dem Spannungspegel auf Grund der in Gleichung 6 aufgestellten Beziehung ermittelt werden (vgl. unter 2. 15. 2.). In Praxis wird das Berichtigungsglied Δ der in den Wechselstrommeßstellen ausliegenden Zahlentafel „Berichtigungsglieder für Zwei- und Vierdrahtleitungen zur Berechnung des Spannungspegels aus dem Leistungspegel und umgekehrt" (s. auch ADA VI, 6 A, Anl. 44) entnommen, in der diese Berichtigungsglieder für die gebräuchlichsten Kabel zusammengestellt sind.

Um bei dieser Spannungsmessung Meßfehler zu vermeiden, muß der Innenwiderstand des Pegelmessers wesentlich größer als der Verbraucherwiderstand sein. Er ist bei Röhren-Pegelmessern im allgemeinen > 25 kOhm und beträgt bei röhrenlosen Pegelmessern mehr als 6 kOhm.

Merke: *Der Spannungspegel wird mit einem Pegelmesser mit hochohmigem Eingangswiderstand gemessen.*

Wenn die Zahlentafel keine Angaben über das Kabel, an dem die Pegel gemessen werden sollen, enthält, oder — was das gleiche ist — wenn die Pegelmessung an einem Abschlußwiderstand unbekannter Größe durchgeführt werden soll, muß das Berichtigungsglied Δ durch Messung bestimmt werden.

Beträgt der Ausgangswiderstand des Verstärkers 400...950 Ohm und ist anzunehmen, daß auch der Verbraucherwiderstand in dieser Größenordnung liegt, so läßt sich das Berichtigungsglied Δ ermitteln, indem man zunächst den Spannungspegel p_{s1} an dem betriebsmäßigen Abschluß und sodann den Leistungspegel p_1 an einem Abschlußwiderstand von 600 Ohm mißt. Aus diesen beiden Meßwerten erhält man mit hinreichender Genauigkeit

$$\Delta = p_{s1} - p_1$$

Wenn der Ausgangswiderstand des Verstärkers und der Verbraucherwiderstand 400...950 Ohm betragen, entspricht also der Leistungspegel an dem betriebsmäßigen Widerstand — nämlich nur dann — dem an dem Ersatzwiderstand von 600 Ohm gemessenen Leistungspegel p_1.

Dieses Meßverfahren ist jedoch nicht anwendbar, wenn der Ausgangswiderstand des Verstärkers oder der Verbraucherwiderstand von 400...950 Ohm abweichen. Der dann auftretende Meßfehler kann > 0,04 N sein und ist daher nicht mehr vernachlässigbar.

Merke: *Der an einem Widerstand von 600 Ohm gemessene Pegel ist zwar immer ein absoluter Leistungspegel; er entspricht jedoch dem Leistungspegel an dem betriebsmäßigen Abschlußwiderstand nur dann mit ausreichender Genauigkeit, wenn dieser und der Ausgangswiderstand des Verstärkers 400...950 Ohm betragen.*

Wenn diese Voraussetzungen nicht erfüllt sind, muß das Berichtigungsglied errechnet (vgl. Gl 6a) oder aus der nachfolgend angegebenen Messung bestimmt werden:

Man legt einen Normalgenerator (Ri = 600 Ohm (reell), E = 2 · 0,775 V) unmittelbar an den Verbraucher (Leitung) und mißt gleichzeitig den an ihm herrschenden „Sendespannungspegel" (Klemmenspannung) p_{s0}. Im praktischen Meßdienst ist für diese Messung der Ausdruck „Senden und Pegeln" gebräuchlich. Die vielfach bestehende Ansicht, daß der so gemessene Pegel p_{s_0} grundsätzlich dem Berichtigungsglied Δ entspricht, ist irrig. Dies stimmt ebenfalls mit hinreichender Genauigkeit nur für Widerstände von 400...950 Ohm.

Für Widerstände von 400...950 Ohm gilt also

$$p_{s_0} \approx \Delta$$

Weichen der Ausgangswiderstand des Verstärkers oder der Verbraucherwiderstand von den angegebenen Werten ab, so ist Δ für den gemessenen Wert p_{s_0} dem in Bild 22 wiedergegebenen Diagramm zu entnehmen oder aus der Beziehung

$$\Delta = \frac{1}{2} \ln \frac{e^{p_{s0}}}{2 - e^{p_{s0}}}$$

zu errechnen, die sich aus der folgenden Überlegung ableitet:

$$U = \frac{E}{600 + Ra} \cdot Ra = \frac{E \cdot \frac{Ra}{600}}{1 + \frac{Ra}{600}} = \frac{2 \cdot U_0 \cdot \frac{Ra}{600}}{1 + \frac{Ra}{600}}$$

Eine einfache Umformung ergibt:

$$\frac{Ra}{600} = \frac{\frac{U}{U_0}}{2 - \frac{U}{U_0}}$$

Es ist aber:

$$\ln \frac{U}{U_0} = p_{s_0} \text{ oder } \frac{U}{U_0} = e^{p_{s0}}$$

Somit folgt:

$$\frac{Ra}{600} = \frac{e^{p_{s0}}}{2 - e^{p_{s0}}} \text{ oder } \frac{1}{2} \ln \frac{Ra}{600} = \frac{1}{2} \ln \frac{e^{p_{s0}}}{2 - e^{p_{s0}}} = \Delta$$

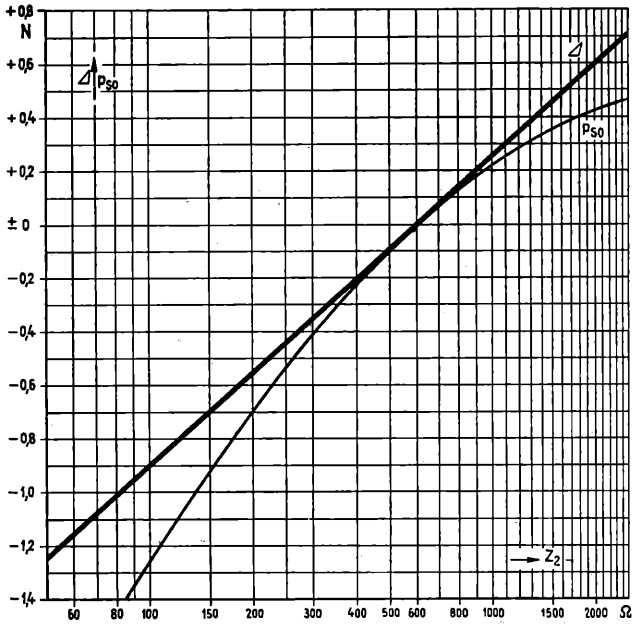


Bild 22: Berichtigungsglied Δ und Sendespannungspegel p_{s_0}

Das Diagramm zeigt, daß nur der an einem betriebsmäßigen Abschlußwiderstand von 600 Ohm gemessene Spannungspegel mit dem Leistungspegel identisch ist ($\Delta = 0$).

Der Abschlußwiderstand selbst kann, sofern er nicht bekannt ist, ebenfalls dieser Kurve entnommen werden.

Beispiel:

Es sei ein Spannungspegel $p_{s_0} = + 0{,}37$ N an einem unbekannten Abschlußwiderstand gemessen. Man ersieht dann aus dem Diagramm des Bildes 22, daß $Z_2 = 1600$ Ohm und das zugehörige Berichtigungsglied $\Delta = 0{,}49$ N ist.

Es ergibt sich also als

$$\text{Leistungspegel } p_0 = p_{s_0} - \Delta = -0{,}12 \text{ N}$$

Hätte man angenommen, daß $p_{s_0} = \Delta$, also $p_0 = 0$ N ist, so wäre ein Meßfehler von 0,12 N gemacht worden.

Der Spannungspegel am Verstärkerausgang wird bei allen gebräuchlichen Nf- und Zweibandverstärkern (End- und Zwischenverstärker) am Pegelpunkt, also an der leitungsseitigen Wicklung des Nachübertragers gemessen (Bild 23). Die durch den Schaltauftrag vorgeschriebenen Pegelangaben beziehen sich aber nur auf der Amtsseite der Endverstärker auf diesen tatsächlichen Meßpunkt (dabei ist vorausgesetzt, daß die $VL_3 = 0$ N ist). Da bei Verstärkern in die Betriebsverstärkung die Dämpfung der leitungsseitigen FlÜ einbezogen ist, werden auch alle Pegelangaben für den leitungsseitigen Ausgang der FlÜ (Sekundärwicklung) gemacht. Der Pegel an der amtsseitigen Wicklung (Primärwicklung) der FlÜ, also

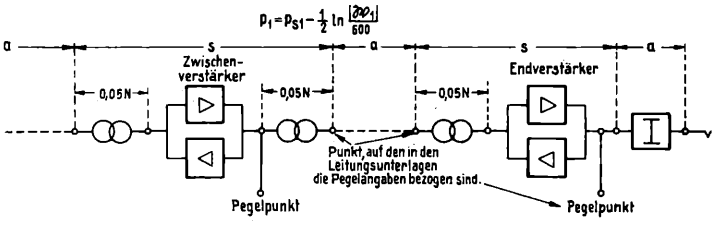


Bild 23: Schematische Darstellung der Lage des Pegelpunktes und des Punktes, auf den die Pegelangaben im Schaltauftrag bezogen sind

am Verstärkerausgang, muß daher um den Betrag der Betriebsdämpfung eines FlÜ größer als der im Schaltauftrag angegebene sein. Im Bereich von 300...6000 Hz beträgt die Betriebsdämpfung eines FlÜ Fha 32 etwa 0,05 N. Um diesen Wert ist der aus dem (im Schaltauftrag angegebenen) Leistungspegel errechnete Spannungspegel zu erhöhen. In den Tafeln der Berichtigungsglieder ist dieser Zuschlag schon berücksichtigt. Außerdem ist in den für die Verstärker der Bauart 25 und 27 geltenden Berichtigungsgliedern ein weiterer Zuschlag von 0,05 N enthalten, der durch die besondere Lage des Pegelpunktes bedingt ist. Hat man das Berichtigungsglied jedoch errechnet, oder aus der Δ-Kurve des Bildes 22 oder durch eine Messung ermittelt, so ist der Zuschlag von 0,05 N (0,1 N bei Verstärkern der Bauart 25 und 27) besonders zu berücksichtigen. Das ist auch der bei Leistungspegelmessung an 600 Ohm unmittelbar am Verstärkerausgang (sofern gemäß den Ausführungen zu Beginn dieses Abschnittes der Leistungspegel so gemessen werden darf) stets zu beachten (Bilder 24a und 24b).

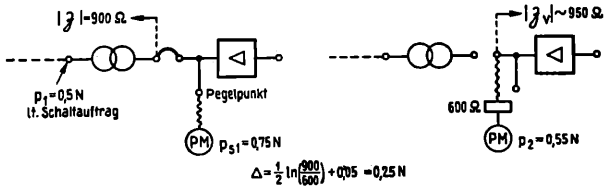


Bild 24a, b: Beispiel zur Spannungs- und Leistungspegelmessung am Pegelpunkt eines Verstärkers

Beispiel:

Leistungspegel lt. Schaltauftrag $p_1 = + 0{,}5$ N; Berichtigungsglied für $|\mathfrak{Z}| = 900$ Ohm bei 800 Hz, $\Delta = \frac{1}{2} \ln \frac{900}{600} = + 0{,}20$ N.

Berichtigungsglied lt. Tafel der Berichtigungsglieder $\Delta = + 0{,}25$ N.

Am Pegelpunkt soll demnach bei 800 Hz ein Spannungspegel

$$p_{s_1} = 0{,}5 + (0{,}2 + 0{,}05) = 0{,}75 \text{ N}$$

gemessen werden.

Der unmittelbar am Verstärkerausgang an 600 Ohm bei 800 Hz gemessene Pegel p_2 muß

$$p_2 = 0{,}5 + 0{,}05 = 0{,}55 \text{ N}$$

betragen.

In *Fernleitungen* ist grundsätzlich ein bestimmter Leistungspegel vorgeschrieben, auf den die Leitung eingeregelt werden muß. Diese Forderung ist verständlich, wenn man sich die Überlegungen unter 2. 1. vergegenwärtigt, aus denen hervorgeht, daß die Dämpfung einer Leitung zwischen zwei Beobachtungspunkten immer nur durch einen Vergleich der an diesen Punkten vorhandenen Leistungen beurteilt werden kann.

Bei *Zweibandsystemen* kann man jedoch auf eine Bestimmung des Leistungspegels verzichten, weil die Eingangswiderstände der Kabel, an denen der Spannungspegel gemessen wird, annähernd gleich groß sind und innerhalb des Übertragungsbereichs stets etwa 800...900 Ohm betragen. Da außerdem beim Zweibandsystem der Ausgangswiderstand des Verstärkers niederohmig, der Eingangsscheinwiderstand der angeschlossenen Kabelader also immer wesentlich größer ist, bleibt der Spannungspegel am Ausgang der Verstärker weitgehend unabhängig vom Kabelscheinwiderstand. Die Messungen an Zweibandleitungen werden mithin wesentlich dadurch vereinfacht, daß ein Vergleich der Spannungspegel zur Beurteilung des Pegelverlaufs genügt.

3. Fehlerdämpfung, Pfeifsicherheit und Rückflußdämpfung

3. 1. Begriffserklärungen und übertragungstechnischer Zusammenhang

3. 11. *Fehlerdämpfung*

In einer Fernleitung mit Verstärkern werden die Sprechströme für jede Übertragungsrichtung getrennt verstärkt und über eine Gabelschaltung wieder vereinigt. Diese Gabel soll gleichzeitig verhindern, daß die Sprechströme der einen Übertragungsrichtung auf den Verstärker der anderen Richtung gelangen.

Die Gabel muß zur rückläufigen Übertragungsrichtung eine möglichst hohe Übergangsdämpfung haben. Diese ist abhängig

von der Differenz der Ströme i_L und i_N, also von dem „Gleichgewicht" der Gabel, d. h. von der Genauigkeit, mit der die Widerstände $\mathfrak{W}_A$ der an ihrem Ende oder am Ende des Verstärkerfeldes möglichst reflexionsfrei abgeschlossenen Leitung und $\mathfrak{N}$ der Nachbildung übereinstimmen (Bild 25).

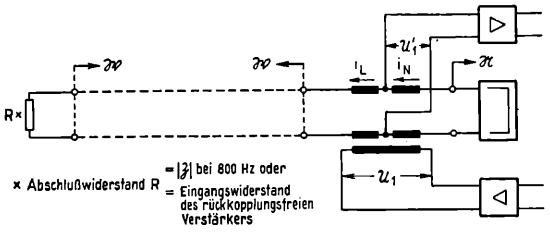


Bild 25: Gabelschaltung eines Verstärkers

Der Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_A$ der nachzubildenden Leitung hat im allgemeinen keinen vollkommen gleichförmigen Verlauf, sondern schwankt je nach Homogenität der Leitung um eine mittlere Kurve. Diese Schwankungen können durch die Nachbildung nicht erfaßt werden, so daß sich ein Nachbildfehler

$$\delta = \frac{\mathfrak{W}_A - \mathfrak{N}}{\mathfrak{W}_A + \mathfrak{N}}$$

ergibt.

Der Nachbildfehler δ bedingt eine Fehlerdämpfung

$$a_F = \ln \frac{1}{|\delta|} = \ln \left| \frac{\mathfrak{W}_A + \mathfrak{N}}{\mathfrak{W}_A - \mathfrak{N}} \right| \text{N} \qquad (12)$$

Es ist aber auch

$$a_F = \ln \frac{\frac{U_1}{2}}{U'_1} = \ln \frac{U'_1}{U_1} - \ln 2 \text{ N},$$

also

$$\ln \frac{U_1}{U'_1} = a_F + 0{,}7 \text{ N}.$$

Die auf den Verstärker der Gegenrichtung gelangende Spannung wird also um einen Betrag gedämpft, der sich aus der Fehlerdämpfung a_F und der durch die Spannungsteilung in der Gabel hervorgerufenen Gabeldämpfung von 0,7 N zusammensetzt. (Diese Dämpfung wird um die 0,1...0,2 N betragenden Eisen- und Kupferverluste des Gabelübertragers auf 0,8...0,9 N erhöht.)

3. 12. *Pfeifsicherheit*

In einem geschlossenen Rückkopplungskreis, wie ihn jeder Zweidrahtverstärker und jede Vierdrahtfernsprechleitung darstellen, tritt Selbsterregung (Verstärkerpfeifen) ein, wenn die Verstärkung in diesem Kreis größer als seine Dämpfung ist. Die

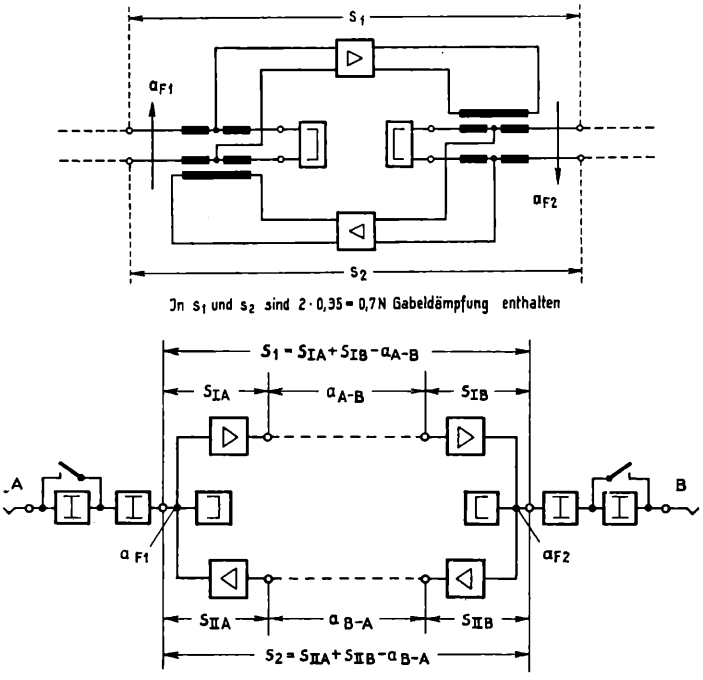


Bild 26 a, b: Verstärkung und Fehlerdämpfung eines Rückkopplungskreises

Summe der Fehlerdämpfungen muß daher in jedem Betriebszustand, also auch bei Leerlauf der Leitung, größer als die Summe der Verstärkungen in diesem Kreis sein. Es muß also für die Leitung die Bedingung

$$(a_{F1} + a_{F2}) > (s_1 + s_2)$$

erfüllt sein (Bilder 26a und 26b).

Jede Fernsprechleitung soll darüber hinaus eine gewisse Sicherheit haben, bevor sie bei Leerlauf zu pfeifen beginnt. Die Differenz der mittleren betriebsmäßigen Restdämpfungen beider Übertragungsrichtungen und der mittleren Restdämpfungen, bei denen die Leitung nach entsprechender Erhöhung der Verstärkung bei Leerlauf gerade zu pfeifen beginnt, bezeichnet man (gemäß CCIF-Festlegung) als *Leerlaufpfeifsicherheit*:

$$\Delta s = \frac{a_{rA} + a_{rB}}{2} - \frac{a_{oA} + a_{oB}}{2} \text{ N} \qquad (13)$$

Hierin ist a_r die betriebsmäßige und a_o die beim Pfeifeinsatz in A und B gemessene Restdämpfung der Leitung. Die *Leerlaufpfeifsicherheit* soll sein:

bei einer Zweidrahtleitung . . . $\Delta s \geqq 0{,}2$ N,
bei einer Vierdrahtleitung . . . $\Delta s \geqq a_r - 0{,}2$ N.

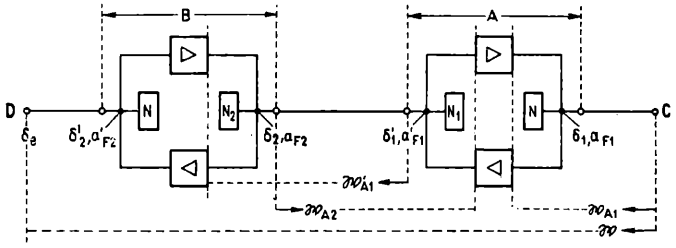


Bild 27: Rückflußdämpfung

3. 13. *Rückflußdämpfung*

(Bild 27)

Jede Nachbildung bildet immer nur den Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_A$ des anschließenden Verstärkerfeldes nach. Während des Nachbildens wird das Verstärkerfeld an seinem Ende mit dem dort vorhandenen Verstärker abgeschlossen (seine Gegenrichtung wird während des Nachbildens gesperrt). Sofern es sich um die Nachbildung für ein Endfeld ohne Endverstärker handelt, wird die Leitung während des Nachbildens mit 800 Ohm (reell) abgeschlossen. Die Nachbildung N_1 in A bildet also nur den Eingangswiderstand $\mathfrak{W}'_{A1}$ der Leitung bis B nach, wobei der durch den Verstärker in B verursachte Anpassungsfehler in die Fehlerdämpfung der Gabel in A eingeht. Werden nun die einzeln nachgebildeten Teilstücke zusammengeschaltet (Gegenrichtung des Verstärkers durchschalten), so beeinflußt der noch vorhandene Nachbildfehler jeder Gabelschaltung die Fehlerdämpfung an allen anderen Gabeln und der Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_A$ der von C aus betrachteten Gesamtleitung wird gegenüber dem Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_{A1}$ für das von C aus betrachtete erste Verstärkerfeld verändert. Dabei ist der Einfluß des Fehlers an den dem Betrachtungspunkt zugewandten Gabeln praktisch vernachlässigbar klein, während die Fehler an den abgewandten Gabeln je nach Größe der zwischen dem Betrachtungspunkt und den betreffenden Gabeln herrschenden Dämpfung (abzüglich der Verstärkung) den Eingangswiderstand maßgeblich beeinflussen. Ein Maß für die Größe des Fehlers des Eingangswiderstandes $\mathfrak{W}$ der rückkopplungs- oder reflexionsbehafteten Gesamtleitung gegenüber dem reflexionsfrei gedachten Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_A = \mathfrak{Z}$ (Wellenwiderstand) des 1. Verstärkerfeldes der Leitung stellt die Rückflußdämpfung dar.

Es ist

$$a_R = \ln \left| \frac{\mathfrak{W} + \mathfrak{Z}}{\mathfrak{W} - \mathfrak{Z}} \right| \text{N}$$

Infolge dieser Änderung des Eingangswiderstandes wird also ebenso bei einer Durchgangsverbindung die Pfeifsicherheit jeder Einzelleitung durch die Nachbildfehler der angeschlossenen anderen Leitung verringert. (Eine Vierdrahtleitung im Zuge einer Durchgangsverbindung ist dabei einem Zweidrahtverstärker gleichzuachten.)

Um diesen Einfluß zu erfassen, ermittelt man bei Leitungen, die am Durchgangsverkehr teilnehmen, die Rückflußdämpfung bei Leerlauf der Leitung im Gegenamt.

Durchgangsverbindungen werden heute fast ausschließlich über Endverstärker hergestellt (Bild 28). Man bemißt die Nachbildung an der Amtsgabel für den Durchgangsfall, also für den Fall der Zusammenschaltung zweier mit Endverstärkern ausgerüsteter Fernleitungen bei Abschluß durch den Endverstärker der angeschalteten Leitung (Übertragung in der Gegenrichtung wird am Abschluß-Endverstärker unterdrückt). Die Amtsführung einer Durchgangsverbindung über Endverstärker hat einen sehr gleichförmigen Eingangswider-

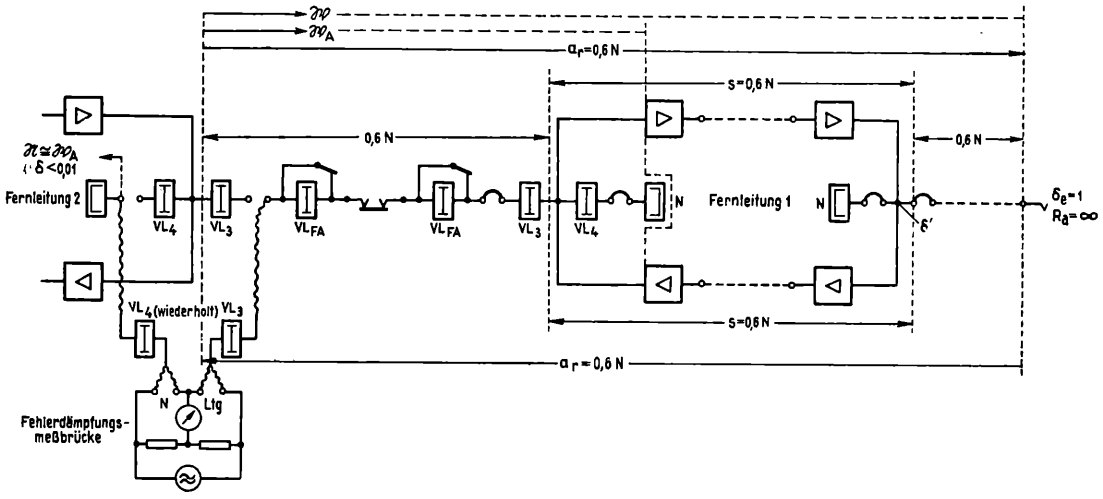


Bild 28: Meßschaltung zur Bestimmung der Rückflußdämpfung

stand $\mathfrak{W}_A = \mathfrak{Z}$ und läßt sich daher durch den Wechselstromwiderstand $\mathfrak{N}$ sehr genau nachbilden, so daß man setzen kann

$$\mathfrak{N} \approx \mathfrak{W}_A = \mathfrak{Z}$$

Unter dieser Voraussetzung erhält man für die Rückflußdämpfung

$$a_R = \ln \left| \frac{\mathfrak{W} + \mathfrak{N}}{\mathfrak{W} - \mathfrak{N}} \right| N \qquad (14)$$

Infolge der unvermeidlichen Abweichung des Eingangswiderstandes $\mathfrak{W}$ der Gesamtleitung von dem Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_A \approx \mathfrak{N}$ der Amtsschaltung, verschlechtert sich die Fehlerdämpfung a_F der amtsseitigen Gabeln einer Durchgangsverbindung auf den Wert a_R (vgl. Gleichung 14 mit Gleichung 12).

Die *Rückflußdämpfung* einer am dämpfungslosen Durchgangsdienst teilnehmenden Fernsprechleitung soll sein:

bei einer Zweidrahtleitung . . . $a_R \geqq 0{,}8$ N,
bei einer Vierdrahtleitung . . . $a_R \geqq 2\,a_r - 0{,}2$ N

3. 2. Ermitteln der Fehlerdämpfung, Pfeifsicherheit und Rückflußdämpfung

Zum Ermitteln der Fehlerdämpfung sind im praktischen Betriebsdienst zwei Grundmeßverfahren gebräuchlich.

3. 21. Bestimmung des Spannungsverhältnisses

$$\ln \frac{U_1}{\frac{2}{U'_1}}$$

durch eine Brückenmessung (Bild 29a) oder durch direkte Messung der Spannungen U_1 und U'_1 an der Brückenschaltung des Verstärkers (s. Bild 25).

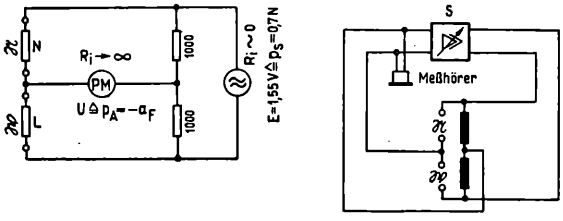


Bild 29a, b: Prinzip-Meßschaltungen zur Bestimmung der Fehlerdämpfung

3. 22. Bestimmung der Fehlerdämpfung in einer Rückkopplungsschaltung, die beim Pfeifpunkt die Bedingung

$$s = a_F$$

erfüllt (Bild 29 b). Die Verstärkung dieses Rückkopplungskreises ist bekannt und veränderbar.

Die praktische Ausführung der Betriebsmeßverfahren zur Bestimmung der Fehlerdämpfung wird als bekannt vorausgesetzt. Es wird deshalb nicht nochmals darauf eingegangen.

Um die Leerlaufpfeifsicherheit einer Fernleitung mit Verstärkern bestimmen zu können, müßte man gemäß der Definition (vgl. Gleichung 13) die betriebsmäßige Restdämpfung und die Restdämpfung beim Pfeifeinsatz messen. Es genügt jedoch, wenn man aus der bis zum Pfeifeinsatz notwendigen und aus den RW-Stellungen bekannten Verstärkungserhöhung die Leerlaufpfeifsicherheit errechnet. Dabei wird vorausgesetzt, daß der Unterschied zwischen zwei Stellungen des Reglungswiderstandes eines Verstärkers 0,1 N beträgt.

Zur Ermittlung der Pfeifsicherheit muß sich die Leitung an beiden Enden im Leerlauf befinden. Bei Fernleitungen, die auf Fernschränken F 36 enden, ist sicherzustellen, daß das Anrufnetzwerk ausgeschaltet ist. Die Verstärkung wird an einem Verstärker, der möglichst in der Mitte der Leitung liegt, in beiden Übertragungsrichtungen (A und B) gleichmäßig bis zum Pfeifen erhöht und dann wieder so weit verringert, daß das Pfeifen gerade aussetzt. Es ist dabei über eine hochohmige Anschaltung abzuhören (Schalterstellung „Mithören").

Bezeichnet man die betriebsmäßigen Einstellungen am Reglungswiderstand mit RW und die beim Pfeifpunkt mit RW_0, so ergibt sich unter Annahme der oben angegebenen Voraussetzung die Pfeifsicherheit

$$\Delta_S = 1/2 \cdot [(RW_{0A} + RW_{0B}) - (RW_A + RW_B)] \cdot 0{,}1 \text{ N}$$

Beispiel:
$RW_A = 15$; $RW_B = 17$
$RW_{0A} = 19$; $RW_{0B} = 21$ (bei diesen Stellungen war die Leitung „gerade wieder ruhig")

$$\Delta_S = 1/2 \cdot [(19 + 21) - (15 + 17)] \cdot 0{,}1 = 0{,}4 \text{ N}.$$

Die Rückflußdämpfung wird nur bei den am Durchgangsdienst teilnehmenden Fernsprechleitungen gemessen. Nimmt die Leitung nur in einem der beiden Fernämter am Durchgangsdienst teil, so ist auch nur dort die Rückflußdämpfung zu messen. Die Messung wird in der in Bild 28 angegebenen Schaltung durchgeführt, wobei sich die Leitung beim Gegenamt im Leerlauf befinden muß. Dabei ist auf Abtrennung des Anrufnetzwerks zu achten. Das Meßverfahren ist eine Fehlerdämpfungsmessung, die als bekannt vorausgesetzt wird.

4. Nichtlineares Nebensprechen in Zweibandsystemen

4. 1. Begriffserklärung

Bei der Modulation einer Trägerfrequenz f_T mit einem Signal f_s entstehen nicht nur die Modulationsfrequenzen $f_T \pm f_s$, sondern auch Modulationsprodukte höherer Ordnung; wie z. B.

$$f_T \pm 2\,f_s \ldots f_T \pm n \cdot f_s$$

Falls man die Wechselströme dieser Frequenzen nicht vor der Übertragung über das Tf-System ausscheidet, können sie in den Frequenzbereich anderer Kanäle fallen und als unverständliches *Nebensprechen* die Nachrichtenübertragung dieser Kanäle stören. Man siebt daher durch Filter alle unerwünschten Frequenzen aus und überträgt nur das erforderliche 1. obere oder untere Seitenband.

Außer diesen unerwünschten, nicht „ausgesiebten" Modulationsprodukten kann aber durch Klirrverzerrungen, die durch nicht geradlinige Röhrenkennlinien oder Magnetisierungskennlinien der Übertrager hinter den Filtern hervorgerufen werden, störendes *nichtlineares Nebensprechen* entstehen. Die so verzerrten Nachrichtenspannungen enthalten neben der Grundschwingung deren 2. bis nte Harmonische, von denen jedoch nur die 2. und 3. stören.

Dies sei an folgendem Beispiel erläutert:

Eine Wechselspannung mit der Grundfrequenz $f_{Gr} = 2000$ Hz im Nf-Kanal eines Zweibandsystems wird verzerrt. Sie enthält dann eine 2. Harmonische, die mit $f_2 = 4000$ Hz in den Übertragungsbereich des Tf-Kanals fällt und nach der Demodulation mit 6000 Hz als Störton mit der Frequenz 2000 Hz im Nachrichtenband des Tf-Kanals erscheint.

Es kann ferner nichtlineares Nebensprechen durch Kombinationstöne entstehen, die das Modulationsprodukt zweier oder mehrerer Frequenzen an einer nicht geraden Kennlinie sind.

Zur Erläuterung diene folgendes Beispiel:

Eine Wechselspannung mit der Frequenz $f_1 = 2500$ Hz soll im Nf-Kanal, eine andere mit der Frequenz $f_2 = 2000$ Hz im 1. Tf-Kanal eines mit einem dritten Band ausgenutzten Zweibandsystems* übertragen werden. Aus f_2 wird durch Modulation mit 6 kHz $f'_2 = 4000$ Hz. Aus den Spannungen mit den Frequenzen f_1 und f'_2 werden durch Klirrverzerrungen u. a. die Kombinationstöne mit den Störfrequenzen $f_{St_1} = f'_2 + f_1 = 6500$ Hz und $f_{St_2} = f'_2 - f_1 = 1500$ Hz erzeugt. Der erste Kombinationston fällt in den Übertragungsbereich des 2. Tf-Kanals und macht sich nach der Demodulation mit 5500 Hz als Störton mit der Frequenz $f'_{St_1} = 1000$ Hz bemerkbar; der zweite stört als 1500 Hz-Ton die Übertragung auf dem Nf-Kanal.

Durch Klirrverzerrungen wird also nicht nur unverständliches Nebensprechen von Kanälen niedriger Frequenzlage auf Kanäle höherer Frequenzlage, sondern durch die Erzeugung von Kombinationstönen auch von Kanälen hoher Frequenzlage auf Kanäle niedrigerer Frequenzlage verursacht. Um die Nachrichtenübertragung hierdurch nicht zu stören, wird für Zweibandsysteme gefordert, daß das nichtlineare Nebensprechen von der Nutznachricht einen Dämpfungsabstand von mindestens 5,0 N hat.

4. 2. Messung des nichtlinearen Nebensprechens

Bei Zweibandsystemen (Dreibandsystemen), die in dem verhältnismäßig schmalen Frequenzbereich von 300 Hz...5700 Hz (300 Hz...7500 Hz) betrieben werden, wirken sich die Klirrverzerrungen auf das gesamte übertragene Frequenzband gleichmäßig aus. Es genügt daher, das durch Oberwellen hervorgerufene nichtlineare Nebensprechen von dem Nf-Kanal auf die Tf-Kanäle zu messen. Das durch Kombinationstöne hervorgerufene nichtlineare Nebensprechen von den Tf-Kanälen auf den Nf-Kanal ist etwa ebenso groß, so daß man auf die Durchführung dieser etwas umständlicheren Messung verzichten kann.

An den Nf-Kanal des zu untersuchenden Systems wird eine Meßspannung der Frequenz 1800 Hz angelegt. Ihre Oberschwingungen 2. und 3. Ordnung mit den Frequenzen 3600 bzw. 5400 Hz fallen in den 1. Tf-Kanal und werden am Niederfrequenzausgang als Störspannungen der Frequenzen 2400 Hz bzw. 600 Hz mit einem Pegelmesser oder Geräuschspannungsmesser gemessen. Durch die Wahl der Frequenz 1800 Hz ist es möglich, mit Hilfe einer einzigen Messung gleichzeitig die 2. und 3. Harmonische als Summe zu erfassen. Bei Systemen, die mit einem 2. Tf-Kanal zusätzlich ausgenutzt sind (Dreibandsystem), ist diese Messung außerdem bei der Frequenz 2500 Hz, die an den 1. Tf-Kanal angelegt wird, auszuführen. Am Niederfrequenzausgang des 2. Tf-Kanals erscheint dann eine Störspannung der Frequenz 1500 Hz. Das durch Oberwellen 3. Ordnung hervorgerufene Nebensprechen braucht hierbei nicht gemessen zu werden.

Im Bild 30 ist die Meßschaltung für das Zweibandsystem 47 angegeben, die im Prinzip auch für das Zweibandsystem 35 gilt.

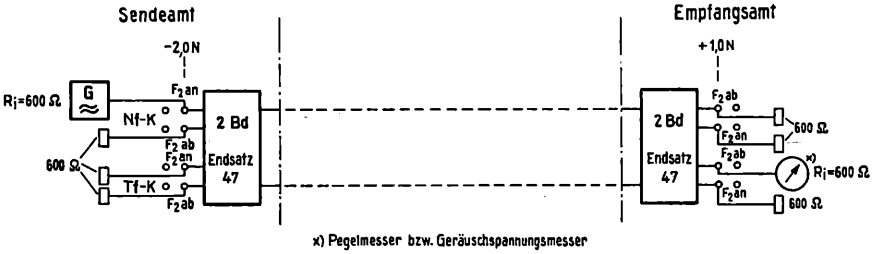


Bild 30: Meßschaltung zur Bestimmung des nichtlinearen Nebensprechens bei Zweibandsystemen 47

Vor der Messung des nichtlinearen Nebensprechens ist festzustellen, ob auf dem System die durch den Schaltauftrag vorgeschriebenen Pegel eingehalten sind. Diese Prüfung ist unerläßlich, weil die Größe des nichtlinearen Nebensprechens von der Aussteuerung der Verstärker wesentlich abhängt. Die 2. Harmonische steigt mit der Aussteuerung quadratisch, die 3. Harmonische in 3. Potenz an. Aus diesem Grund sind auch die in den Meßschaltungen vorgeschriebenen Sendepegel unbedingt einzuhalten.

Zur genauen Messung des nichtlinearen Nebensprechens muß möglichst ein selektives Anzeigeinstrument benutzt werden, also ein Instrument, das nur Spannungen mit der Frequenz der gesuchten Oberwelle anzeigt.

Da jedoch im Meßdienst selektive Meßgeräte nur in geringer Zahl zur Verfügung stehen, begnügt man sich zur Überwachung des nichtlinearen Nebensprechens mit einem gewöhnlichen Pegel- oder Geräuschspannungsmesser. Diese Geräte sind nicht selektiv und geben daher die geometrische Summe des gesamten anliegenden Frequenzspektrums an, das sich vorwiegend aus dem nichtlinearen Nebensprechen und außerdem aus Fremdspannungen, dem verständlichen und dem nichtverständlichen linearen Nebensprechen, ergibt. Übersteigt der mit diesem „breitbandigen" Gerät gemessene Pegel des gesamten Störbandes den für das nichtlineare Nebensprechen zulässigen Wert, dann muß anschließend mit Hilfe selektiver Geräte der Fehler eingegrenzt oder durch Abschalten des Meßtones der Anteil der anderen Spannungen festgestellt werden.

B. Meßunterlagen für Fernleitungen mit Verstärkern

1. Die Meßunterlagen

1. 1. Zweck der Meßunterlagen

Die durch die Einmessung der Leitung eingestellte Restdämpfung und die an den Verstärkern festgelegten Pegel müssen während des Betriebes aufrechterhalten werden. Durch Überwachungsmessungen, die in den unter A. 1. 23. angegebenen Zeiträumen durchzuführen sind, wird die Einhaltung der Sollwerte kontrolliert.

Weichen die elektrischen Eigenschaften einer Fernleitung mit Verstärkern von den Regelwerten ab, so sind etwa aufgetretene Fehler durch eine Störungsmessung festzustellen. Nach der Fehlerbeseitigung ist die Leitung wieder auf ihre Solleigenschaften einzuregeln.

Über jede dieser Messungen müssen vom Voramt und Hilfsvoramt der Leitung Aufzeichnungen geführt werden. Zweck dieser „Meßunterlagen" ist es, jederzeit einen zuverlässigen Überblick über den übertragungstechnischen Zustand der Leitungen zu ermöglichen. Die Aufzeichnung über die bei der Einmessung erreichten Werte und der Vermerk über die Einstellungen an den technischen Einrichtungen dienen bei späteren Messungen als Bezugspunkt für die stets wieder anzustrebenden Verhältnisse. Die Meßunterlagen über die Überwachungs- und Störungsmessungen haben den Zweck, Aufschluß über die zeitlichen Änderungen der Übertragungseigenschaften und die Abweichungen durch Schadhaftwerden der am Aufbau der Leitung beteiligten Elemente zu geben.

Der Prüf- und Überwachungsbeamte F muß die Möglichkeit haben, sich schnell über den Zustand der Fernleitungen seines Bezirks zu orientieren und ebenso schnell müssen Rückfragen hierüber beantwortet werden können. Diesen Zweck können nur Meßunterlagen erfüllen, die übersichtlich und umfassend geführt sind. Die hierfür notwendige Schreibarbeit soll jedoch so gering sein, daß der eigentliche Meßdienst nicht belastet, sondern durch die Zweckmäßigkeit der Unterlagen erleichtert wird.

1. 2. Bisherige Meßunterlagen

Bisher sind für Fernleitungen mit Verstärkern und für Zweibandsysteme folgende Meßunterlagen geführt worden:

a) der „Schaltauftrag",
b) die „Meßkarte",
c) die „Meßkladde" oder das „Meßprotokoll",
d) der „Meßnachweis" (für Überwachungsmessungen),
e) der „Meßnachweis für Kurzmessungen".

1. 3. Zukünftige Meßunterlagen

Da die bisherigen Unterlagen zum Teil einen erheblichen, im Meßdienst nicht mehr zu vertretenden Aufwand an Schreibarbeit bedingen, oder aber — wie z. B. die Meßkladde — zur Beurteilung des übertragungstechnischen Zustandes einer bestimmten Fernleitung nicht verwendet werden können, ist die Forderung nach zweckmäßigeren Unterlagen dringend geworden. In der Neufassung der ADA VI, 6 A werden daher voraussichtlich folgende schon jetzt eingeführte Unterlagen über Messungen an Fernleitungen mit Verstärkern und an Zweibandsystemen vorgeschrieben werden:

* Zur Gewinnung zusätzlicher Sprechstromkreise wird in Kabeln mit hinreichend breitem Übertragungsbereich u. U. dem Nf-Kanal und dem Tf-Kanal eines Zweibandsystems noch ein 3. Kanal (der 2. Tf-Kanal) überlagert; es entsteht so ein *Dreibandsystem*. Die Modulationsfrequenzen und die Übertragungskanäle sind dann:

	unmoduliertes Nf-Band	Modulationsfrequenz	übertragenes Frequenzband
Nf-Kanal	300...2700 Hz	—	300...2700 Hz
1. Tf-Kanal	300...2700 Hz	6000 Hz	3300...5700 Hz
2. Tf-Kanal	400...2000 Hz	5500 Hz	5900...7500 Hz

a) die „*Meßkarte*“ Hierin sind die bisherigen Unterlagen „Schaltauftrag“ und „Meßkarte“ zusammengefaßt.

b) der „*Meßnachweis*“ (für Einmessungen, regelmäßige Überwachungsmessungen bei mehreren Frequenzen und bei 800 Hz für internationale Leitungen und für Störungsmessungen). In ihm sind die bisherigen Unterlagen, das „Meßprotokoll“ oder die „Meßkladde“ und der „Meßnachweis“ vereinigt worden.

c) der „*Meßnachweis für Kurzmessungen*“.

Zweck dieser Ausführungen ist es, zu erläutern, wie in Zukunft diese Unterlagen auszufertigen sind.

Außer den Meßunterlagen werden für jede Fernleitung mit Verstärkern und für Zwei- und Dreibandsysteme weiter folgende Leitungsunterlagen geführt:

die Leitungskarte, Formblatt C 407 und

die Störungskarte, Formblatt C 274h sowie
für jeden Zweidrahtverstärker, jeden Vierdrahtendverstärker und jeden TRUz

das Formblatt C 275d „Prüfung der Leitungsnachbildungen/der Anpassungsnetzwerke in TRUz“.

2. Die Meßkarte

Für jede Leitung wird nach der Einmessung (Ersteinmessung, Einmessung nach Umschaltung) vom Voramt (Hilfsvoramt) die Meßkarte ausgefüllt, aus der die Leitungsführung, die wichtigsten elektrischen Eigenschaften der benutzten Leiter, die Einstellungen an den technischen Einrichtungen, die gemessenen Pegel, die Restdämpfung und die ermittelte Stabilität der Leitung sowie Angaben über die Nachbildungen und Anpassungsnetzwerke zu ersehen sind.

Bisher mußten die Angaben über die Leitungsführung vom Schaltauftrag (vgl. Bild 2) auf die Meßkarte übertragen werden. Da die Meßkarte in doppelter Ausfertigung (je eine Ausfertigung für den Betrieb und für die OPD) angefertigt werden muß, war dieses Verfahren sehr zeitraubend. Diesem Mangel wird künftig durch eine neue Meßkarte abgeholfen. Diese wird als Lagerformblatt C 403 auf dickem Zeichenkarton in der Größe DIN A 4 geliefert, auf dessen Rückseite das Schaltreferat des FTZ die Rückseite des Schaltauftrages abdruckt. Da sämtliche Einzelheiten über die Leitung nur auf der Rückseite des Schaltauftrages festgelegt sind (seine Vorderseite enthält nur verwaltungstechnische Angaben), ist durch diese neue Lösung praktisch die Meßkarte mit dem Schaltauftrag vereinigt worden. Es erübrigt sich daher, den Schaltauftrag als Meßunterlage zu führen. Außerdem bietet sich neben einer beträchtlichen Arbeitsersparnis der Vorteil, aus der Meßkarte unmittelbar die vorgeschriebenen Sollwerte erkennen zu können.

2. 1. Ausfüllen der Meßkarte

Die Meßstelle des Voramtes (Hilfsvoramtes) erhält vom FTZ für jede neu- oder umgeschaltete Fernleitung einen Schaltauftrag und zwei Meßkarten, auf deren Rückseite die Rückseite des Schaltauftrages nochmals abgedruckt ist (s. oben). Der Schaltauftrag gibt der Meßstelle an, auf welche Werte die Leitung einzumessen ist. Die tatsächlich gemessenen Werte werden dann in die Meßkarte eingetragen.

2. 11. *Die Vorderseite der Meßkarte*

(s. Bilder 31a—c)

Auf der Vorderseite der Meßkarte (Bild 31a) ist am Fuß die Leitungsbezeichnung (Systembezeichnung) einzutragen. Der Raum darüber ist in vier Abschnitte gegliedert, die die zur Beurteilung der Übertragungsgüte einer Fernleitung mit Verstärkern notwendigen charakteristischen Angaben eindeutig voneinander trennen.

Es sind dies:

der Restdämpfungsverlauf der Fernleitungen oder der Verlauf der Betriebsdämpfung der Kanäle von Zweibandsystemen,

die Pegelabweichungen gegenüber 3000 Hz (3200 Hz) an den Zweibandempfangsverstärkern im Endsatz (an Stelle der Restdämpfung) oder die an den Nf-Zwischenverstärkern der Fernleitungen gegenüber 800 Hz oder an den Zwischenverstärkern von Zweibandsystemen gegenüber 3000 (3200) Hz gemessenen Pegelabweichungen; sie werden nur nach Bedarf eingetragen (s. unter 2. 11. 2),

die Angaben über die Stabilität der Fernleitungen,

ein besonderer Abschnitt für erforderlichenfalls einzutragende Bemerkungen.

2. 11. 1. Eintragungen über die Restdämpfungen

Der an Fernleitungen mit Verstärkern und an den Kanälen der Zweibandsysteme gemessene frequenzabhängige Verlauf der Restdämpfung (Betriebsdämpfung)* wird in das dafür vorgesehene

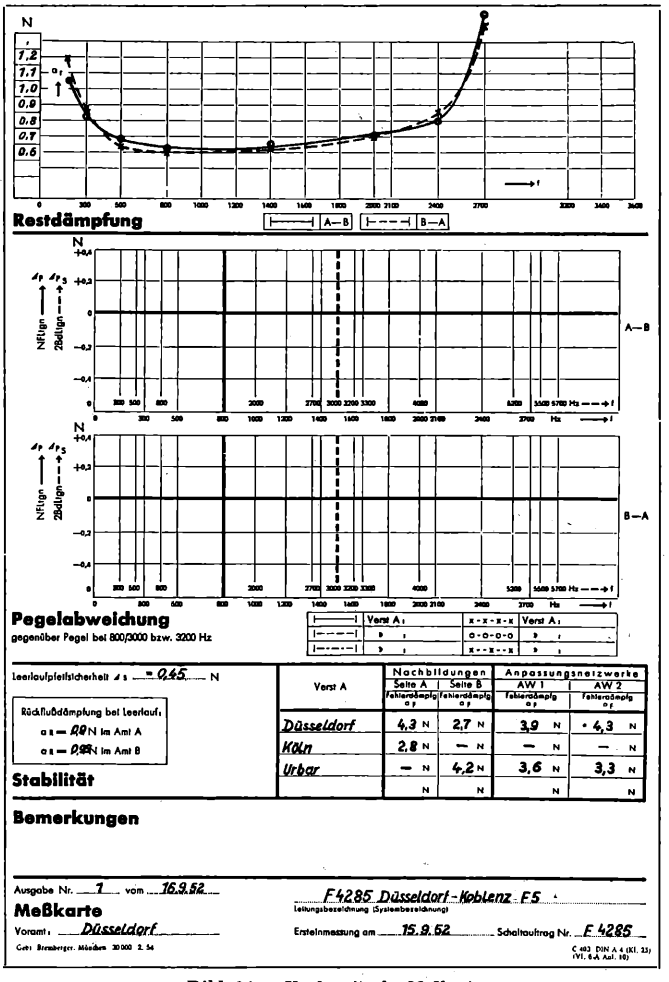


Bild 31 a: Vorderseite der Meßkarte

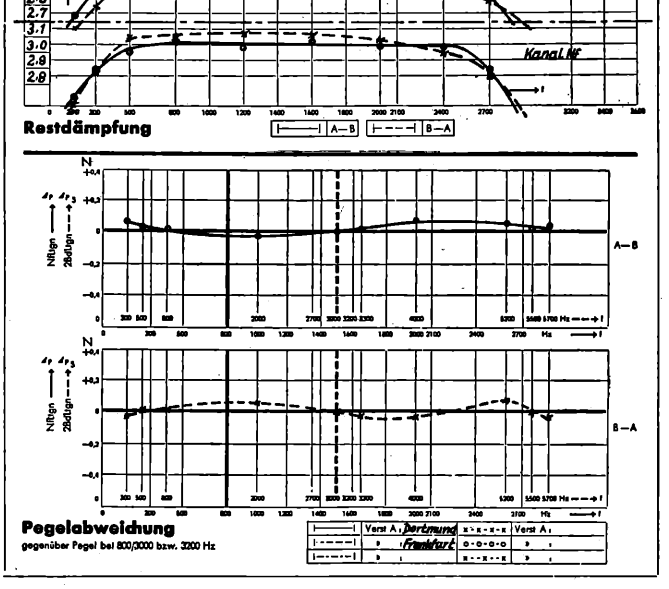


Bild 31 b: Pegelabweichung Δp_S gegenüber 3000 Hz am Zweibandempfangsverstärker im Endsatz und Betriebsdämpfung der Kanäle eines Zweibandsystems 47 (Ausschnitt aus der Meßkarte)

Koordinatensystem eingetragen. Dabei muß der Maßstab auf der Ordinate (senkrechte Achse) so gewählt werden, daß das Diagramm der Restdämpfungskurven möglichst vollständig innerhalb des zur Verfügung stehenden Zeichenraumes liegt. Der Nullpunkt der Neperskala ist also erforderlichenfalls zu unterdrücken (Beispiel s. Bild 31a).

* Über die Betriebsdämpfung der Kanäle von Zweibandsystemen vgl. Bild 11.

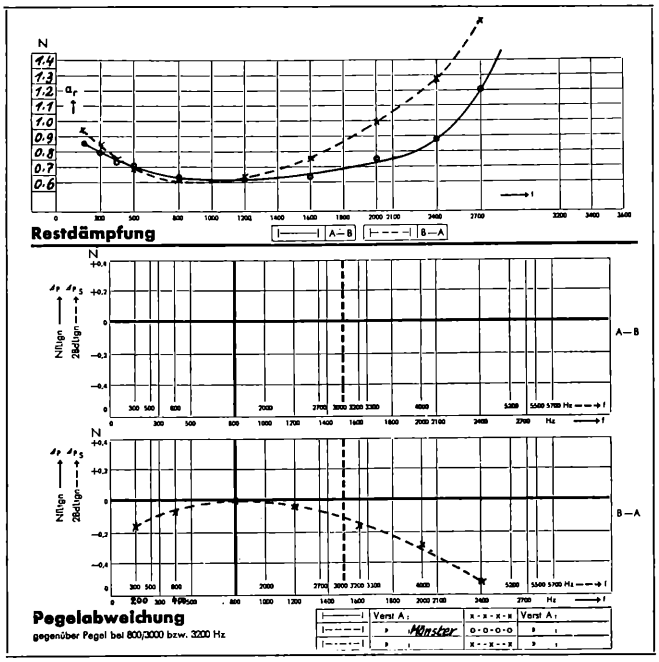


Bild 31c: Pegelabweichung ⊿ p gegenüber 800 Hz an einem Vierdrahtverstärker 4 S 0,9 d, der für die Entzerrung einer Kabelader 4 S 0,9 c ungeeignet ist und daher den ungenügenden Restdämpfungsverlauf in B verursacht
(Ausschnitt aus der Meßkarte)

2. 11. 2. Eintragungen über die Pegelabweichungen

Bei Zweibandsystemen wird außer der Betriebsdämpfung der Kanäle an Stelle der Restdämpfung des Systems die Abweichung des Spannungspegels von dem bei 3000 (3200) Hz am Zweibandempfangsverstärker im Endsatz gemessenen Spannungspegel im Feld „Pegelabweichung" angegeben (Bild 31b). Für Dreibandsysteme muß der Frequenzmaßstab abgeändert werden. Da diese Systeme nur einen geringen Anteil des Leitungsnetzes bilden, ist bewußt darauf verzichtet worden, hierfür einen besonderen Frequenzmaßstab vorzusehen.

Bei innerdeutschen Leitungen brauchen die an den Zwischenverstärkern gemessenen Pegelabweichungen gegenüber dem bei 800 Hz (3000/3200 Hz bei Zweibandsystemen) festgestellten Meßwert nur dann angegeben zu werden, wenn eine ausreichende Entzerrung nicht zu erreichen war und der Restdämpfungsverlauf daher die zulässigen Toleranzen überschreitet. Es genügt dabei, nur die Pegelabweichungen für die Ämter aufzuzeichnen, durch die das Überschreiten der zulässigen Restdämpfungstoleranzen verursacht ist (Bild 31c).

Die bei den Grenzämtern internationaler Leitungen ermittelten Pegelabweichungen müssen jedoch stets in die Meßkarte eingetragen werden.

Für Fernleitungen mit Verstärkern sind die Pegelabweichungen aus den Leistungspegeln, für Zweiband- und Dreibandsysteme aus den gemessenen Spannungspegeln zu errechnen.

Zwischen dem auf einen Widerstand von 600 Ohm (reell) bezogenen Leistungspegel p und dem an dem Scheinwiderstand Z der Leitung gemessenen Spannungspegel p_s bestehen die Beziehungen:

I) $p = p_s - \Delta$ und
(vgl. Gl. 6)

II) $p_s = p + \Delta$

Die Werte der Berichtigungsglieder sind in dem Dienstbehelf „Berichtigungsglieder für Zweidraht- und Vierdrahtleitungen zur Berechnung des Spannungspegels aus dem Leistungspegel und umgekehrt" (s. auch ADA VI, 6 A) zusammengestellt. Sie sind für Leitungen in Fernkabeln und für Freileitungen für alle gebräuchlichen Meßfrequenzen angegeben.

Die Werte der Berichtigungsglieder für solche Leitungsarten, die nicht aufgeführt sind, kann man errechnen oder durch eine Messung ermitteln (vgl. A 2. 23.).

Beispiele:

Zu I: Aus dem bei mehreren Frequenzen an einem Allverstärker II bei Abschluß mit einer Stammleitung 1,4 d gemessenen Spannungspegel p_s soll mit Hilfe des Berichtigungsgliedes ⊿ der Leistungspegel p errechnet werden. Es sind ferner die Pegelabweichungen ⊿p gegenüber dem für die Frequenz 800 Hz ermittelten Leistungspegel zu bestimmen.

	f [Hz]							
	300	400	600	800	1200	1600	2000	2400
p_s [N]	0,49	0,55	0,61	0,65	0,70	0,72	0,81	0,97
⊿ [N]	0,15	0,15	0,15	0,20	0,20	0,20	0,25	0,35
p [N]	0,34	0,40	0,46	0,50	0,50	0,52	0,56	0,62
⊿p [N]	—0,16	—0,10	—0,04	± 0	± 0	+0,02	+0,06	+0,12

Zu II: Der auf dem Schaltauftrag für die Frequenz 800 Hz angegebene Leistungspegel p soll mit Hilfe des Berichtigungsgliedes ⊿ in den Spannungspegel p_s umgerechnet werden, den man an einem mit einer Viererleitung 0,9 a abgeschlossenen Allverstärker I messen muß.

Es soll sein laut Schaltauftrag
$p = 0{,}5$ N,
es ist $\Delta = 0{,}2$ N bei 800 Hz;
mithin muß gemessen werden $p_s = p + \Delta = 0{,}7$ N.

2. 11. 3. Eintragungen über die Stabilität der Leitung

Auf der Vorderseite der Meßkarte sollen ferner die festgestellte Leerlaufpfeifsicherheit und die bei Leerlauf der Leitung ermittelte Rückflußdämpfung eingetragen werden. In Spalte „Nachbildungen" werden die an den Gabelschaltungen erreichten Fehlerdämpfungswerte der Nachbildungen vermerkt und daneben (in Spalte „Anpassungsnetzwerke") die mit den Anpassungsnetzwerken der TRÜ erzielten Fehlerdämpfungswerte angegeben, sofern TRU mit Anpassungsnetzwerken (TRUz oder TRUvz in Zweidrahtschaltung) im Zuge der Leitung liegen. Die Werte der mit den Nachbildungen bzw. Anpassungsnetzwerken erreichten Fehlerdämpfungen werden aus dem Formblatt „Prüfung der Leitungsnachbildungen/der Anpassungsnetzwerke in TRUz" entnommen. Alle Fehlerdämpfungen sollen den anzustrebenden Mittelwerten entsprechen und müssen die Mindestwerte erfüllen. Falls dies nicht der Fall ist, muß hierfür eine kurze Begründung gegeben werden.

2. 12. Die Rückseite der Meßkarte

(Bild 32) (vgl. auch Bild 2)

Können bei der Einmessung der Sollwert für die Restdämpfung (im Schaltauftrag als negativer Leistungspegel angegeben) und die auf dem Schaltauftrag vorgeschriebenen Werte für die Verstärkung und Pegel (Spalten 11 und 18, 12 und 17) nicht eingehalten werden, weil beispielsweise die Felddämpfungen nicht den Planungswerten (Spalte 8) entsprechen, und beträgt die Abweichung von den Planungswerten mehr als ± 0,05 N, so sind die gemessenen Werte an Stelle der vorgeschriebenen zu vermerken (s. Bild 32). Auf dem Schaltauftrag und auf dem Doppel der Meßkarte ist diese Eintragung mit roter Tinte vorzunehmen; die ursprünglichen Angaben sind rot zu streichen. Auf der Erstausfertigung der Meßkarte, die bei den Meßunterlagen der Leitung verbleibt, sind dagegen alle Eintragungen und Berichtigungen mit weichem Bleistift niederzuschreiben. Beträgt die Abweichung der gemessenen Werte von den vorgeschriebenen mehr als ± 0,15 N, so ist hierfür auf dem Schaltauftrag und auf der Meßkarte in dem Abschnitt „Bemerkungen" eine kurze Begründung erforderlich.

Der Meßbeamte muß ferner auf der Rückseite der Meßkarte (Schaltauftrag) die Angaben machen:

Spalte 3: Unter den vorgedruckten Angaben über den Leiterdurchmesser und die Bespulung in Klammern die Grenzfrequenz des Leiters.

Spalte 5: Unter der vorgedruckten Angabe der Kabeldämpfung in Klammern den Wellenwiderstand des Leiters bei 800 Hz.

Die Angaben über den Wellenwiderstand und die Grenzfrequenz der benutzten Leiter werden aus den Kabelunterlagen entnommen.

Spalte 9: und *Spalte 20:* Die bei der Einmessung am Entzerrer eingestellten Kurven und die g. F. eingeschalteten Sonderentzerrungsmittel.

Spalte 10: und *Spalte 19:* Die Einstellungen an den Reglungswiderständen und g. F. die zur Grobregelung der Verstärkung eingeschalteten Verlängerungsleitungen. Dabei muß darauf geachtet werden, daß die der Betriebsstellung des einzelnen Reglungswiderstandes entsprechende Pflichtverstärkung von der auf dem Schaltauftrag angegebenen tatsächlichen Betriebsverstärkung (g. F. der durch die Messung berichtigte Wert) um nicht mehr als ± 0,20 N* abweicht.

Beispiel:

Die Betriebsverstärkung eines als Vierdrahtverstärker geschalteten Allverstärkers II beträgt laut Schaltauftrag und Messung 2,9 N. Der Reglungswiderstand ist auf 22 eingestellt. Das entspricht einer Pflichtverstärkung von 3,1 N. Der Unterschied zwischen der Betriebs- und der Pflichtverstärkung beträgt —0,20 N und ist somit zulässig.

Spalte 13 u. *Spalte 16:* Die hier aus den Leistungspegeln errechneten Spannungspegel (Beispiel hierzu s. unter 2. 11. 2.).

Die Angaben über den Restdämpfungs- und Pegelverlauf, die Einstellung an den Reglungswiderständen und Entzerrern, die Pfeifsicherheit und die Rückflußdämpfung werden dem Meßnachweis entnommen (s. unter 3.).

Wenn die Meßkarte sorgfältig und den wirklich gemessenen Werten entsprechend ausgefüllt wird, kann man aus ihr alle zur Beurteilung des übertragungstechnischen Zustandes der Leitung wichtigen Angaben entnehmen. Diese Angaben müssen so eindeutig sein, daß auf zusätzliche, erläuternde Bemerkungen möglichst verzichtet werden kann.

* Es ist in Erwägung gezogen, diese Toleranz zu erweitern.

Schaltauftrag Nr.: F 4285 Leitungs-System-Bezeichnung: Düsseldorf – Koblenz F 5

FÜHRUNG: TF- oder WT-System und Kanal: Kabel Nr.	Ader, Vierer Achter UT-AT-Beleg. A-B/B-A	Leiterdurchm. Bespulung (lo. Hz)	Länge km (Laufzeit ms)	Kabeldämpfg 0,8 kHz N (Z Ω)	HÜ	AMT	Verstfelddämpfg. mit Zusätzen 0,8 kHz N	Übertragungsrichtung A-B: Verstärker Entzerrerkurve	Verstärker RW Betr.-stllg.	Verstärkung 0,8 kHz N	Leistungspegel 0,8 kHz N	Spannungspegel 0,8 kHz N	TECHN. EINRICHTUNGEN: Vermittl., VL FA Rufeinrichtungen Gabeln, Echosperren Verstärker Leitungszusätze	Grundschaltg. Nr.	Ld. Nr.	Übertragungsrichtung B-A: Spannungspegel 0,8 kHz N	Leistungspegel 0,8 kHz N	Verstärker: Verstärkung 0,8 kHz N	Verstärker: RW Betr.-stllg.	Verstärker: Entzerrerkurve
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14		15	16	17	18	19	20
	Zdr					Dsd. DF	0,3						F 36 VLFA = 0,3N				-0,6			
6a	19	1,4 d (3410)	30,2	0,25 (1550)	1:2	Dsd		–	2	0,4	0,1	0,30	TRUz S&H 32 Zdr.Endv(2400)321	797 94		-0,3	-0,3	0,4	1	2
"	"	"	13,9	0,15		Wppt	0,7													
4	28	2,0 d (3500)	52,0	0,3 (1600)		Schwelm, FA														
7b	AT AT V46/32	0,9 b (3680)	31,9	0,60 (825)	1:2 1:1	Kln		d 6	10	1,1	0,5	0,70	Allv.II(Zdr/Vdr)	456		0,20	0	1,4 ~~1,7~~	11	C 9
"	"	"	42,0	0,8		Bonn, FA	~~1,8~~ 1,9													
"	V46/32 AT AT	"	18,2	0,35		Andernach														
OPK	Vdr	(3410)	6,8	0,05 (1550)	1:2	Kblz														
OPK	Zdr	"	5,8	0,3 (370)		Urbar	0,6	g	6 0,6	~~1,7~~ 1,4	0	- 0,10	Allv.I(VdrEnd)352 TRUz	52 74		0,70	0,5	1,1	6 0	Gr
	Zdr					Kblz														
						Kblz. VF					-0,6		VLFA = 0,3N F 36							

Bild 32: Rückseite der Meßkarte
(Entspricht der berichtigten und ergänzten Rückseite des Schaltauftrags; vgl. Bild 2)

2. 2. Prüfen der Meßkarte

Das Voramt (Hilfsvoramt) sendet den e. F. berichtigten Schaltauftrag als Erledigungsmeldung sogleich nach Inbetriebnahme der Leitung an die OPD. Das Doppel der ausgefüllten Meßkarte soll möglichst zusammen mit dem Schaltauftrag der OPD eingesandt werden. Sie kann jedoch getrennt vom Schaltauftrag (spätestens 2 Monate nach Inbetriebnahme der Leitung) vorgelegt werden, wenn zu erwarten ist, daß die Übertragungseigenschaften der Leitung sich bis dahin noch verbessern lassen.

Der Schaltauftrag und das Doppel der Meßkarte werden vom Prüf- und Überwachungsbeamten F daraufhin überprüft,

a) ob die Planungswerte für die Restdämpfungen, Pegel, Verstärkerfelddämpfungen und Verstärkungen eingehalten werden (bei Abweichungen von mehr als ±0,15 N prüft er die Stichhaltigkeit der Begründung),

b) ob der Restdämpfungsverlauf, die Pegelabweichungen an den Zweibandempfangsverstärkern im Endsatz und die Grenzpegelabweichungen (Pegel beim Grenzamt) bei internationalen Fernleitungen innerhalb der Grenzen der zulässigen Abweichungen liegen,

c) ob die Verstärker die der Einstellung der Reglungswiderstände und Entzerrer entsprechende Betriebsverstärkung abgeben und

d) ob die mit den Nachbildungen und Anpassungsnetzwerken erreichten Fehlerdämpfungen und die dadurch bedingte Stabilität der Leitung genügen.

Stellt der Prüf- und Überwachungsbeamte F Mängel fest, so sorgt er für deren Beseitigung; u. U. veranlaßt er kurzer Hand beim Schaltreferat des FTZ die Schaltung geeigneterer Adern oder Verstärker.

Das Doppel der Meßkarte wird bei der OPD aufbewahrt und nicht — wie bisher — an das FTZ weitergegeben. Treten jedoch Schwierigkeiten beim Betrieb der Leitung auf, zu deren Beseitigung die Leitung wesentlich umgeschaltet werden muß, so wird die Meßkarte zur Begründung eines entsprechenden Antrages an das FTZ eingesandt.

2. 3. Berichtigen der Meßkarte

Bei den Überwachungsmessungen mit mehreren Frequenzen wird die Fernleitung praktisch neu eingemessen; d. h. sie wird z. B. den jahreszeitlich bedingten Dämpfungsschwankungen angepaßt, oder die Nachbildungen werden — falls erforderlich — an den veränderten Scheinwiderstandsverlauf der Kabeladern angeglichen. Diese neu eingeregelten Verhältnisse soll die Fernleitung bis zur folgenden Überwachungsmessung einhalten. Die Eintragungen auf der Meßkarte müssen daher entsprechend den bei der Überwachungsmessung notwendig gewesenen Änderungen der Übertragungsverhältnisse (z. B. der Einstellung an den Reglungswiderständen) berichtigt werden.

Die Meßkarte soll bei Störungsmessungen genaue Auskunft über die Führung der Leitung und einen Anhalt für die wiederherzustellenden Restdämpfungs- und Pegelverhältnisse geben. Die auf der Meßkarte angegebenen Einstellungen an den Reglungswiderständen und Entzerrern sind bei Störungsmessungen innerhalb der zulässigen Toleranz ±0,2 N einzuhalten. Die Meßkarte dient also bei diesen Messungen als Muster für den stets wieder anzustrebenden übertragungstechnischen Zustand der Fernleitungen. Die bei den Störungsmessungen erforderlichen und zulässigen Änderungen werden daher lediglich im Meßnachweis (s. unter 3.) vermerkt.

3. Der Meßnachweis

An Stelle des neuen Formblattes „Meßnachweis" (s. Bild 33a und 33b) wurden bisher das Formblatt C 405 „Meßnachweis" (für Überwachungsmessungen) und in Verbindung damit die Meßkladde oder ein Meßprotokoll geführt.

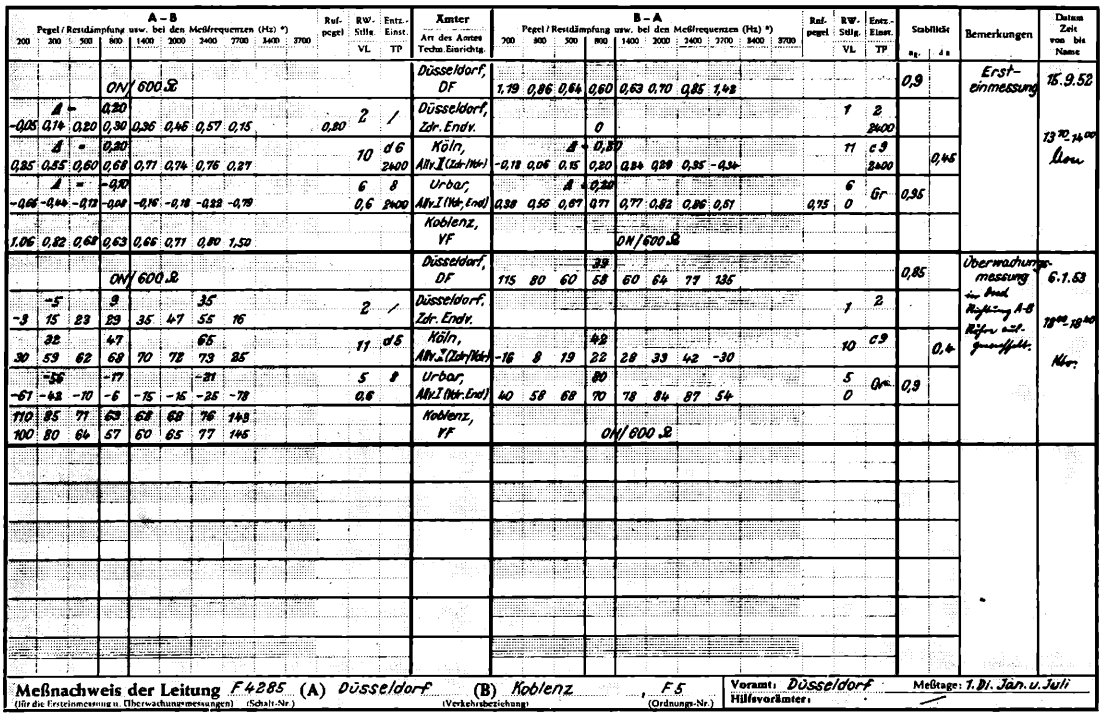
Je nach Größe der Wechselstrommeßstelle wurde die *Meßkladde* einmal nur für die gesamte Meßstelle oder für jeden Meßplatz oder für jeden Meßbeamten angelegt. Es wurden in die Meßkladde sämtliche Messungen an beliebigen Leitungen eingetragen. Sie wurde dadurch unübersichtlich und konnte nicht der Beurteilung einer bestimmten Leitung oder bestimmter Leitungsarten dienen.

Sehr gut bewährt hat sich dagegen das *Meßprotokoll*, das bei einigen Ämtern für jede Leitung geführt wird und zu deren Meßunterlagen gehört. Es werden nur die Messungen eingetragen, die an dieser bestimmten Leitung durchzuführen sind. Der besondere Vorteil des Meßprotokolls gegenüber der Meßkladde liegt darin, daß man die übertragungstechnischen Eigenschaften jeder Leitung jederzeit ohne weitere Unterlagen (z. B. Störungskarte) beurteilen kann. So kann man z. B. aus dem Meßprotokoll schnell erkennen, ob eine bestimmte Störung häufig auftritt. Der Hinweis auf einen stets wiederkehrenden Fehler oder die Eintragung „Fehler beim Eingrenzen verschwunden" sind wichtig und sollten nicht unterbleiben. Korrekte Eintragungen dieser Art erleichtern die Meßarbeit, weil daraus bei versteckten Fehlern u. U. Rückschlüsse auf die Fehlerlage gezogen werden können. Fehler, die bis auf einen bestimmten Leitungsabschnitt eingegrenzt werden konnten, bei der weiteren Eingrenzung aber verschwanden, sind so bei erneutem Auftreten leichter zu verfolgen.

Das für jede Leitung besonders geführte Meßprotokoll ermöglicht es, aus vorhergehenden Messungen Anhaltspunkte zu entnehmen und kann als Unterlage für statistische Auswertungen dienen.

Der bisher für jede Leitung angelegte „*Meßnachweis*" (Lagerformblatt C 405) mußte neben der Meßkladde oder dem Meßprotokoll geführt werden. Die Eintragungen wurden aus der Meßkladde oder dem Meßprotokoll in dieses Formblatt übertragen; dabei waren für die Fernleitungen mit Verstärkern alle Spannungspegel in Leistungspegel umzurechnen. Der Meßnachweis war bisher vierteljährlich der OPD zur Prüfung vorzulegen und diente nur diesem Zweck.

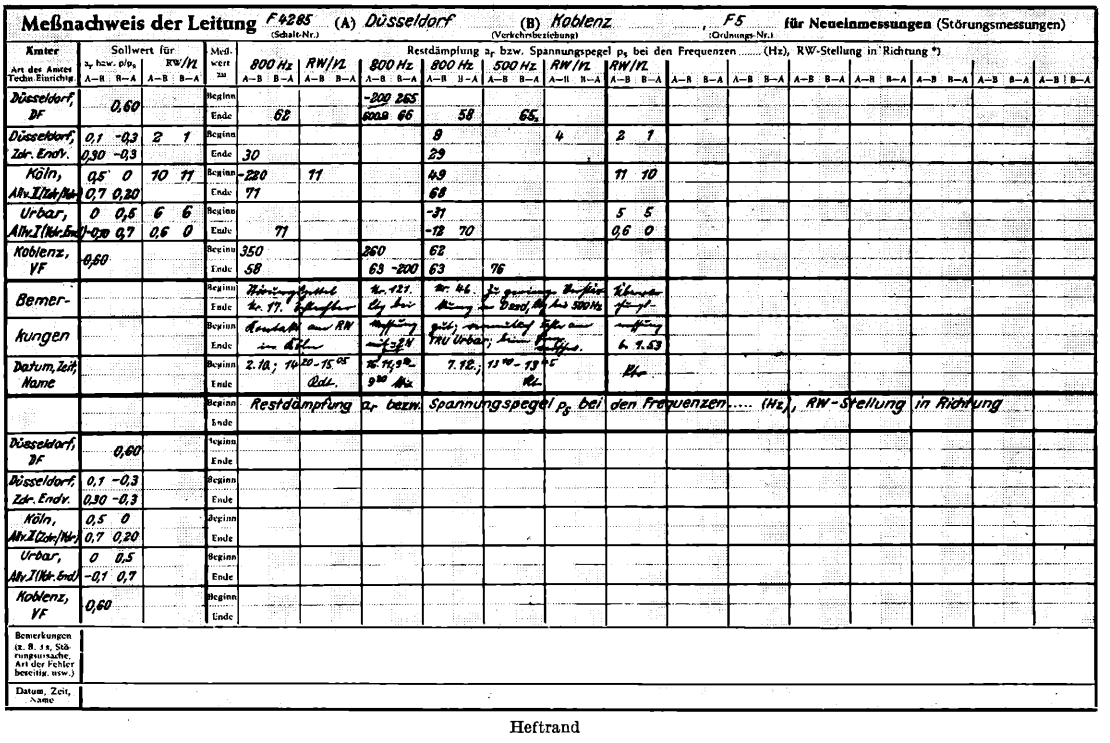
Heftrand



Meßnachweis der Leitung F 4285 (A) Düsseldorf (B) Koblenz , F 5
(für die Ersteinmessung u. Überwachungsmessungen) (Schalt-Nr.) (Verkehrsbeziehung) (Ordnungs-Nr.)

Voramt: Düsseldorf Meßtage: 1. Bi. Jan. u. Juli
Hilfsvoramter:

Bild 33 a: Vorderseite des Meßnachweises



Meßnachweis der Leitung F 4285 (A) Düsseldorf (B) Koblenz , F 5 **für Neueinmessungen** (Störungsmessungen)
(Schalt-Nr.) (Verkehrsbeziehung) (Ordnungs-Nr.)

Heftrand

Bild 33 b: Rückseite des Meßnachweises

Um diesen erheblichen Arbeitsaufwand zu vermeiden, wird in der Neufassung der ADA VI, 6 A ein neues Lagerformblatt „Meßnachweis" vorgesehen werden (s. Bild 33 a und 33 b), das im wesentlichen dem Meßprotokoll entspricht, aber gleichzeitig als Meßnachweis dient. Der Meßnachweis wird schon vor Erscheinen der Neufassung der ADA VI, 6 A vom FTZ als Sonderformblatt PTZ III E Nr. 91 in der Größe DIN A 4 eingeführt und in Blocks zu je 100 Stück geliefert.

3. 1. Ausfüllen des Meßnachweises

(Bild 33 a und 33 b)

Es ist für jede Leitung ein Meßnachweis anzulegen, in den die Ergebnisse aller an ihr vorgenommenen Messungen (Einmessung, Überwachungsmessungen und Störungsmessungen) unmittelbar während der Messung eingetragen werden. Die Meßkladde bzw. das Meßprotokoll fallen also weg. Wenn der Meßnachweis für weitere Meßergebnisse nicht mehr aufnahmefähig ist, wird er durch gleichartige Blätter ergänzt. Alle Meßnachweis-Blätter werden mit der Meßkarte in einer Hängetasche oder in einem Ordner aufbewahrt. Die ausgefüllten Blätter müssen über einen Zeitraum von drei Jahren gelagert werden.

Der neue Meßnachweis ist in einen Nachweis für die Ersteinmessung und die Überwachungsmessungen bei mehreren Frequenzen und in einen Nachweis für die Neueinmessungen (Störungsmessungen) gegliedert. Da die Störungsmessungen in der Regel nur bei 800 Hz (3000 Hz bei Zweibandsystemen) durchgeführt

werden, sind — ähnlich wie bei dem bisherigen Meßnachweis — die Ergebnisse der Messungen bei mehreren Frequenzen von denen bei nur einer Frequenz getrennt. Dadurch sind die vergleichbaren Meßwerte übersichtlich unter- bzw. nebeneinander geordnet. Trotzdem können bei einer Messung die Meßwerte bei allen Ämtern fortlaufend untereinander geschrieben werden, was bei dem alten Formblatt nicht möglich war. Erst diese Lösung gestattet es, die Eintragungen unmittelbar während der Messung vorzunehmen.

In den Meßnachweis sollen also die tatsächlich gemessenen Werte unmittelbar während der Messung eingetragen werden. Es sind die abgelesenen Spannungspegel einzutragen. Sie brauchen nur dann in Leistungspegel umgerechnet zu werden, wenn bei Fernleitungen mit Verstärkern an einem Zwischenverstärker oder Grenzverstärker die Pegelabweichung ermittelt werden muß (s. unter 2. 11. 2.). Dabei ist jedoch zu beachten, daß der Leistungspegel bei keiner Frequenz den Wert + 1,1 N (+ 0,7 N) überschreiten darf (vgl. A. 2. 15). Diese Bedingung ist erfüllt, wenn das Berichtigungsglied bei 800 Hz positiv ist und der Spannungspegel bei allen Frequenzen den Wert von + 1,1 N (+ 0,7 N) nicht überschreitet.

Um die Übertragungseigenschaften jeder Leitung einwandfrei beurteilen zu können, sollen — außer bei der Ersteinmessung — stets die Meßwerte eingetragen werden, die zu Beginn und Ende der Messung festgestellt wurden. Die während der Messung ermittelten Zwischenwerte brauchen nur dann eingetragen zu werden, wenn sie zur Beurteilung der Leitungseigenschaften wichtig sind. Damit die Übersichtlichkeit des Meßnachweises nicht verlorengeht, sollen alle übrigen Werte — falls erforderlich — auf Konzeptpapier vermerkt werden.

Alle Meßwerte sind grundsätzlich in N einzutragen. Da aber die Meßwerte meistens in der Größenordnung von $\frac{1}{100}$ N liegen (z. B. 0,51 N), genügt es, nur die Stellen hinter dem Komma anzugeben (vgl. die Angaben für die Störungsmessungen in Bild 33 b), die Meßwerte also in $\frac{1}{100}$ N (cN) einzutragen. Bei positiven Werten kann man auf das Vorzeichen verzichten; bei negativen Werten muß es jedoch zur Unterscheidung unbedingt angegeben werden.

Weiter sind beim Ausfüllen des Meßnachweises folgende Gesichtspunkte zu beachten.

3. 11. Die Vorderseite des Meßnachweises

(Bild 33a)

Die Vorderseite des Meßnachweises ist für die Eintragung der Ergebnisse der Ersteinmessung und der Überwachungsmessungen bei mehreren Frequenzen vorgesehen. Die Leitungsbezeichnung, das Voramt, die Hilfsvorämter — die in der Meßkarte nicht vermerkt sind — und die für die Überwachungsmessungen bei mehreren Frequenzen festgelegten Meßtage sind im Fuß des Formblattes anzugeben. Die Fußeintragung bietet den Vorteil, daß die Angaben auch dann ohne Schwierigkeiten gelesen werden können, wenn die Meßnachweise in einem Ordner eingeheftet sind.

Die bei den verschiedenen Frequenzen festgestellten Meßwerte werden für jedes Amt nebeneinander, die Ämter möglichst in der Reihenfolge, wie sie im Zuge der Leitung liegen, untereinander geschrieben. Diese Anordnung entspricht der waagerechten zeichnerischen Darstellung der Restdämpfungs- und Pegelkurven, die für jedes Amt folgerichtig senkrecht übereinanderstehen. Um die gute Übersicht über die Meßergebnisse auch für beide Übertragungsrichtungen zu wahren, werden sie außerdem in zwei voneinander deutlich getrennte Felder A—B und B—A eingetragen.

In der Spalte zwischen diesen Abschnitten sind die Ämter in der Reihenfolge von A nach B und die dort eingeschalteten Einrichtungen zu vermerken. Die Restdämpfungs- und Pegelwerte werden in die den Meßfrequenzen entsprechenden Spalten eingetragen. Dabei ist zu beachten, daß bei Messungen bei mehreren Frequenzen auch je ein Wert bei Frequenzen außerhalb des Übertragungsbereiches festgestellt werden soll. Unter den beim Amt B in der Übertragungsrichtung A—B bzw. beim Amt A in der Übertragungsrichtung B—A eingetragenen Meßwerten ist grundsätzlich die Restdämpfung, unter allen anderen Angaben der Spannungspegel zu verstehen. Handelt es sich um andere Meßwerte, so ist dies in der entsprechenden Zeile zu vermerken. Um auch die Meßergebnisse bei anderen als den vorgedruckten Frequenzen eintragen zu können, ist im Kopf des Meßnachweises eine Leerzeile vorgesehen, in die man beliebige Meßfrequenzen einsetzen kann. Das Formblatt wird daher auch für Messungen an Zweiband- und Dreibandsystemen verwendet, bei denen in die nicht erforderliche Spalte „Rufpegel" eine weitere Frequenz eingetragen werden kann. Bei Fernleitungen mit Verstärkern ist in diese Spalte der an den Pegelbuchsen des Verstärkers gemessene Sendepegel des Tonfrequenzrufs einzutragen. Eine Messung des Rufempfangspegels ist nicht erforderlich, er kann aber, falls er doch gemessen wird, in derselben Spalte vermerkt werden.

Für die Eintragung der zu Beginn der Messung festgestellten Werte ist der schraffierte Teil jeder Zeile vorgesehen, wodurch eine deutliche Vergleichbarkeit gegeben ist. Bei der Ersteinmessung, deren Anfangswerte nicht interessieren, können in diese „Halbzeile" die Berichtigungsglieder bei 800 Hz und e. F. auch bei allen Meßfrequenzen eingetragen werden.

Die Einstellungen an den Entzerrern und an den Reglungswiderständen (einschließlich der zur Grobregelung eingeschalteten VL) sind bei der Ersteinmessung und bei den Überwachungsmessungen bei mehreren Frequenzen stets in die dafür vorgesehenen Spalten einzutragen. Bei der Ersteinmessung sollen ferner unter den Angaben über die Entzerrer-Stellung die in die Leitung eingeschalteten Tiefpaßfilter vermerkt werden.

Die Stabilitätsangaben für die Leitung werden in einer besonderen Spalte vermerkt. Die bei den Ämtern A und B festgestellten Leerlaufrückflußdämpfungen sind in die entsprechenden waagerechten Zeilen einzutragen. Die für die Gesamtleitung ermittelte Leerlaufpfeifsicherheit wird zweckmäßigerweise in der waagerechten Zeile vermerkt, die für das Amt vorgesehen ist, bei dem die Verstärkung bis zum Erreichen der Pfeifgrenze erhöht wurde. Wurde die Verstärkung bei mehr als einem Amt erhöht, so kann man e. F. durch Pfeile auf die entsprechenden Ämter hinweisen, denn bei Zweidrahtleitungen kann es wichtig sein zu wissen, in welchem Amt die Verstärkung erhöht wurde, um die festgestellte Leerlaufpfeifsicherheit rechnerisch nachprüfen zu können oder um bei einer Wiederholung der Messung möglichst dasselbe Ergebnis zu erzielen.

Schließlich sind noch Angaben über den Tag und die Zeit, in der die Messung stattgefunden hat, erforderlich. An Hand dieser Daten kann geprüft werden, ob die Meßfristen eingehalten wurden. In der Spalte „Bemerkungen" ist die Art der Messung (Ersteinmessung, Überwachungsmessung) anzugeben. Außerdem können Bemerkungen gemacht werden, die den Verlauf der Messung betreffen oder einen Hinweis für spätere Messungen geben sollen. Ferner ist in dieser Spalte bei der Ersteinmessung der WT-, WT-Ersatz-, BT- und Flugsicherungsleitungen zu vermerken, daß die Farbkennzeichnung dieser Leitungen bei allen Ämtern durchgeführt ist (der Meßbeamte hat dies während der Einmessung bei den Ämtern zu erfragen).

Bild 33a zeigt Mustereintragungen für eine Ersteinmessung und für eine Überwachungsmessung bei mehreren Frequenzen.

3. 12. Rückseite des Meßnachweises

(Bild 33 b)

Die Ergebnisse der Neuein-(Störungs-)messungen werden auf der Rückseite des Meßnachweises eingetragen. In der Regel werden diese Messungen bei nur einer Frequenz (800 Hz oder 3000 Hz) durchgeführt; in Ausnahmefällen kann es jedoch erforderlich sein, auch bei weiteren Frequenzen — z. B. an den Übertragungsgrenzen oder bei 500 Hz — zu messen. Das Formblatt ist daher so gestaltet, daß man in die einzelnen Spalten die Meßergebnisse bei beliebigen Frequenzen oder auch die RW-Stellungen — sofern sie bei einer Messung geändert worden sind — eintragen kann. Falls eine Störungsmessung ausnahmsweise bei mehr als 3 Frequenzen durchzuführen ist, so kann man die Meßergebnisse auch auf der Vorderseite eintragen.

Die Ergebnisse einer Messung werden in der Reihenfolge der Ämter untereinander, für die verschiedenen Messungen jedoch — im Gegensatz zur Vorderseite — nebeneinander vermerkt. Damit bleibt das Bild der waagerechten Aufzeichnung der Meßwerte einer Messung bei u. U. mehr als einer Frequenz und der übereinander stehenden Werte der einzelnen Ämter erhalten. Außerdem stehen die Ergebnisse aller Messungen für jedes Amt nebeneinander, so daß eine übersichtliche Vergleichbarkeit gewährleistet ist. Die Übertragungsrichtungen A—B und B—A sind nicht wie auf der Vorderseite grundsätzlich voneinander getrennt, sondern stehen — da ja meist nur bei einer Frequenz gemessen wird — in jeder Spalte unmittelbar nebeneinander. Die Halbzeile für die Übertragungsrichtung B—A ist aber deutlich schraffiert, so daß eine Verwechslung zwischen beiden Richtungen ausgeschlossen ist.

In die Spalte „Ämter", die 14 Zeilen hat, werden die Ämter und deren technische Einrichtungen in der Reihenfolge von A nach B eingetragen. Sie brauchen für alle Messungen nur einmal vermerkt zu werden. Sind in den Leitungen weniger als 7 Ämter (das ist bei den meisten Leitungen der Fall) eingeschaltet, so kann man die Ämter zwei- oder mehrmals untereinander vermerken, so daß die mehrfache Zahl von Messungen eingetragen werden kann. Es sind dann jedoch jeweils die Zeilen „Bemerkungen" und „Datum, Zeit, Name" und der Kopfvordruck handschriftlich zu wiederholen (vgl. die Mustereintragungen in Bild 33 b).

Neben den Ämtern werden die Sollwerte der Restdämpfung a_r bzw. in jeder Zeile untereinander die Sollwerte des Leistungs- und Spannungspegels und außerdem daneben die bei der Ersteinmes-

sung eingestellten RW-Stellungen aufgezeichnet. Man kann daher bei den Störungsmessungen bei einer Frequenz auf eine Einsichtnahme in die Meßkarte im allgemeinen verzichten.

Die Restdämpfungs- und Pegelwerte und g. F. auch die RW-Stellungen sind in die freien Spalten einzutragen, in deren Kopf die jeweilige Meßfrequenz (in der Regel 800/3000 Hz) oder die Angabe RW(-Stellung) zu vermerken ist. Die zu Beginn der Messung festgestellten Werte werden — sofern sie von dem Sollwert abweichen — in die obere Halbzeile, die Endwerte in die untere Halbzeile eingetragen. Die Zeilen der Ämter, die an einer Messung nicht beteiligt waren, bleiben frei. Unter den Meßergebnissen können Bemerkungen — wie z. B. Nr. des Störungszettels, Störungsursache, Art der Fehlerbeseitigung usw. — aufgezeichnet werden. Darunter sind das Datum, die Zeit und der Name des Meßbeamten zu vermerken. Bild 33b zeigt einige Mustereintragungen. Daraus ist zu erkennen, daß am 2. 10. ein schlechter Kontakt am RW in Köln als Störungsursache ermittelt wurde und auch die RW-Stellung in Köln geändert werden mußte. Am 16. 11. konnte kein Fehler festgestellt werden; die RW-Stellungen blieben unverändert. Eine Rufstörung war am 7. 12. vermutlich durch einen Fehler am TRU in Urbar verursacht, während die Restdämpfung bei 500 Hz den Sollwert einhielt. Außerdem mußte in Düsseldorf die Verstärkung um 0,2 N erhöht werden (Änderung der RW-Stellung). Ferner sind die bei der Überwachungsmessung bei mehreren Frequenzen am 6. 1. ermittelten RW-Stellungen (vgl. Bild 33a) in eine besondere Spalte eingetragen, um bei späteren Störungsmessungen nicht auf die Vorderseite des Meßnachweises umblättern zu müssen.

Die durch den neuen Meßnachweis erzielte Arbeitsersparnis ist gegenüber dem bisherigen Verfahren erheblich. Es kann daher von jedem Meßbeamten erwartet werden, und es liegt in seinem Interesse, den Meßnachweis sorgfältig zu führen. Vor allem sollte ein Meßbeamter es nie versäumen, die Anfangswerte jeder Messung (s. Bild 33b, Störungsmessung) gewissenhaft zu vermerken, denn aus diesen Angaben wird meistens die Störungsursache oder der Fehlerort zu erkennen sein (Beispiel Bild 33b: am 2. 10. Pegel in Köln zu niedrig).

3. 2. Prüfen des Meßnachweises

Der Meßnachweis soll durch den Prüf- und Überwachungsbeamten F an Ort und Stelle geprüft werden. Es sind hierfür keine regelmäßigen Fristen festgesetzt worden. Der Prüf- und Überwachungsbeamte F wird jedoch bestrebt sein, sich möglichst oft auch an Hand des Meßnachweises von dem übertragungstechnischen Zustand der Leitungen zu überzeugen.

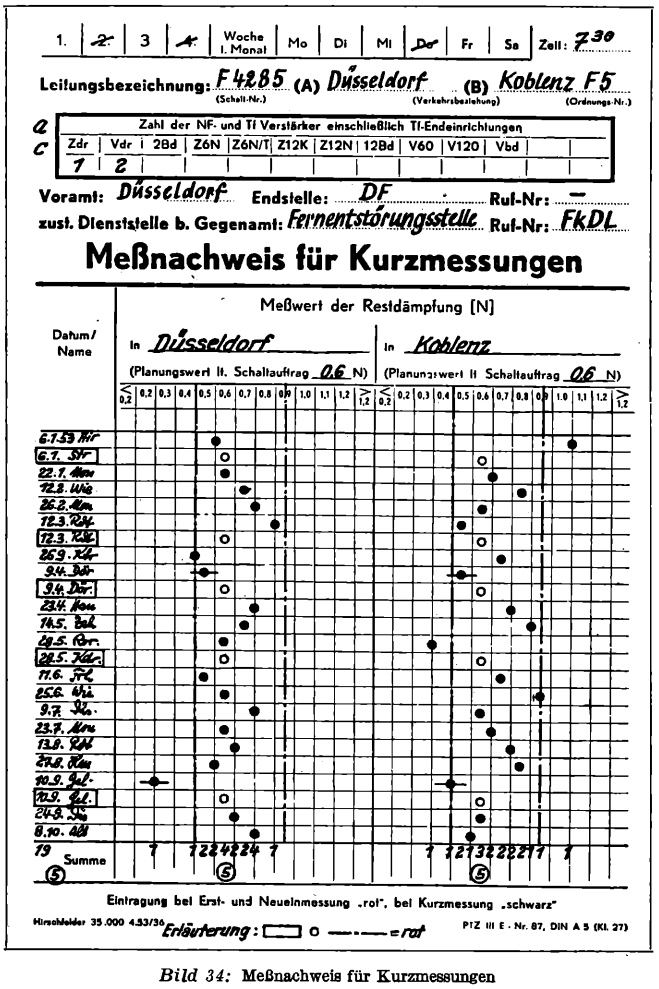


Bild 34: Meßnachweis für Kurzmessungen

3. 3. Beilage zum Meßnachweis

Der „Nachweis über die Messungen des Leitungs- und Isolationswiderstandes an Freileitungsstrecken" wird, wie bisher, bei ganz oder zum Teil oberirdisch verlaufenden Leitungen als Beilage zum Meßnachweis geführt und ist mit diesem und der Meßkarte zusammen einzuordnen.

4. Der Meßnachweis für Kurzmessungen

Die Ergebnisse der zweimal im Monat im Abstand von 14 Tagen an den innerdeutschen Fernleitungen mit Verstärkern bei 800 Hz durchzuführenden Kurzmessungen werden in einen besonderen „Meßnachweis für Kurzmessungen" eingetragen. An Stelle des bisher von den OPDn nach einem Muster des FTZ selbst angefertigten Formblattes ist kürzlich das Sonderformblatt PTZ III E Nr. 87 „Meßnachweis für Kurzmessungen" einheitlich eingeführt worden. Es wird auf beiderseitig in gleicher Weise bedrucktem weißen Karton in der Größe DIN A 5 geliefert. Die Rückseite dient als Fortsetzung der Vorderseite.

Der für jede Fernleitung mit Verstärkern anzulegende Meßnachweis soll es ermöglichen, die Ergebnisse der Kurzmessungen in einfacher und übersichtlicher Weise aufzuzeichnen, so daß die Auswertung zuverlässig Aufschluß über die Dämpfungsschwankungen der Leitungen des Fernleitungsnetzes gibt. Die abgelegten Meßnachweise müssen für diesen Zweck noch 2 Jahre aufbewahrt werden.

4. 1. Ausfüllen des Meßnachweises für Kurzmessungen

(s. Bild 34)

Die festgesetzten Meßtage können durch Durchstreichen der vorgedruckten Felder oder durch Aufsetzen von Karteireitern auf diese Felder gekennzeichnet werden. Die an demselben Tag zu messenden Leitungen werden mit Hilfe der Karteireiter zusammengefaßt. Die Kartei ist auf diese Weise übersichtlich geordnet und bequem zu handhaben. Innerhalb jeder Gruppe können die Leitungen nach der für die Messung vorgesehenen Tageszeit geordnet werden, die mit Bleistift eingetragen wird.

Die stark umrandeten Felder unter der Leitungsbezeichnung enthalten Angaben über den Leitungsaufbau (z. B. Zweidrahtleitung, Vierdrahtleitung, V 60-System o. dgl.). Darunter wird in das freie Feld die Zahl der in der Leitung vorhandenen Verstärker (einschließlich der Endverstärker) eingetragen.

In dem hier behandelten Beispiel handelt es sich um eine Vierdrahtleitung (Koblenz—Köln) mit einem Zweidrahtendfeld (Köln—Düsseldorf). Die Leitung enthält gemäß Schaltauftrag 1 Zweidrahtendverstärker in Düsseldorf, 1 Allverstärker als Übergangsverstärker Zdr/Vdr in Köln und 1 Allverstärker als Vierdrahtendverstärker in Urbar. Der Übergangsverstärker und der Vierdrahtendverstärker sind unter Vdr eingetragen.

Sinngemäß wie bei Fernleitungen mit Verstärkern die Endverstärker mit den g. F. vorhandenen Zwischenverstärkern als Summe angegeben sind, werden auch die Tf-Verstärker (Tf-Zwischenverstärker) und die Tf-Endeinrichtungen eines Systems zusammengezählt und in dem für dieses System vorgesehenen Feld als Summe vermerkt. Die Angaben über die Zahl der in einem Tf-System eingeschalteten Zwischenverstärker wird von dem zuständigen Tf-Hilfsvoramt bei der Einmessung der Leitung erfragt.

Vor den stark umrandeten Feldern wird die Leitungsführung durch einen Buchstaben kenntlich gemacht. Für die verschiedenen Leitungsgruppen sind als Kennbuchstaben vorgesehen:

a = Zweidrahtleitung mit 1 Verstärker,
b = Zweidrahtleitung mit mehr als 1 Verstärker
c = Vierdrahtleitung mit 14 Verstärkern oder weniger
d = Vierdrahtleitung mit mehr als 14 Verstärkern

} einschließlich g. F. eingeschalteter Endverstärker

e = Leitung, die über Zweibandsysteme geführt ist, mit 14 Nf- und Zweibandverstärkern einschl. der Zweiband-Endsätze oder weniger,
f = Leitung, die über Zweibandsysteme geführt ist, mit mehr als 14 Verstärkern,
g = Leitung, die über neuzeitliche Tf-Systeme (V 60 o. dgl.) geführt ist, mit 14 Nf- und Tf-Verstärkern (einschl. Tf-Endeinrichtungen) oder weniger,
h = Leitung, die über neuzeitliche Tf-Systeme geführt ist, mit mehr als 14 Verstärkern,
i = Leitung, die über ältere Tf-Systeme geführt ist, mit 14 Nf- und Tf-Verstärkern (einschl. der Tf-Endeinrichtungen) oder weniger,
k = Leitung, die über ältere Tf-Systeme geführt ist, mit mehr als 14 Verstärkern.

Wenn die betreffende Fernleitung aus mehreren verschiedenartigen Abschnitten aufgebaut ist, sind sämtliche Kennbuchstaben für die in Frage kommenden Leitungsgruppen (Beispiel: *a* und *c* weil die Fernleitung teils als Zweidrahtleitung mit 1 Verstärker, teils als Vierdrahtleitung mit weniger als 14 Verstärkern geführt ist) zu vermerken.

Die Angaben in den stark umrandeten Feldern und die davorzusetzenden Kennbuchstaben müssen zuverlässig eingetragen werden, weil sie für die Auswertung der Meßergebnisse wichtig sind.

Die freien Felder unterhalb der vorgedruckten Dämpfungsskala sind zum Eintragen einer anderen Dämpfungsskala bestimmt, falls das für Leitungen notwendig ist, bei denen die Planungswerte der Restdämpfung wesentlich vom Regelwert (0,6 N) abweichen.

Die Meßwerte der Kurzmessung bei 800 Hz werden der Dämpfungsskala entsprechend als Punkte in den hierfür vorgesehenen Raum eingetragen; und zwar halbe Zehntel auf den senkrechten Linien, volle Zehntel in der Mitte der Felder. Um leicht erkennen zu können, ob ein Meßwert die für die Restdämpfung (s. Kurzmessung bei 800 Hz) zulässigen Grenzwerte überschreitet, werden mit Rotstift senkrechte Begrenzungslinien im Abstand +0,3 N und —0,15 N vom Planungswert gezogen (in Bild 34 als strich-punktierte Linie dargestellt). Wenn ein Meßwert außerhalb dieser Begrenzungslinien liegt oder die in den beiden Übertragungsrichtungen gemessenen Restdämpfungen um mehr als 0,3 N voneinander abweichen, muß die Neueinmessung der Leitung veranlaßt werden.

Die Meßergebnisse der K u r z m e s s u n g e n sind in die „Meßnachweise für Kurzmessungen" im allgemeinen als schwarze Punkte, Ergebnisse der E r s t e i n m e s s u n g und der N e u e i n m e s s u n g e n zum Unterschied hiervon als rote Punkte (Rotstift) einzutragen. Außerdem wird der bei einer Überwachungsmessung (bei mehreren Frequenzen) ermittelte Meßwert bei 800 Hz in den „Meßnachweis für Kurzmessungen" rot übernommen — weil die Überwachungsmessung bei mehreren Frequenzen eine „neue" Ersteinmessung ist —, wenn er zu Beginn der Messung außerhalb der zulässigen Grenzwerte lag. Für jede Messung wird eine neue Zeile verwendet; die Meßergebnisse derselben Messung für die beiden Endämter stehen in einer Zeile.

Im Anschluß an die Kurzmessung wird eine Leerlaufpfeifprobe vorgenommen. Leitungen, die dabei pfeifen, werden durch einen waagerechten roten Strich durch den Meßpunkt als gestört gekennzeichnet (siehe die Eintragungen am 9. 4. und 10. 9.). Diese Leitungen müssen auch dann neu eingemessen werden, wenn die Restdämpfung innerhalb der zulässigen Toleranz liegt.

Der Meßnachweis (Bild 34) zeigt: Am 6. 1., 28. 5. und 10. 9. war die Neueinmessung der Leitung wegen Überschreitens der Restdämpfungstoleranz erforderlich. Am 12. 3. betrug die Abweichung der Restdämpfung zwischen beiden Übertragungsrichtungen $\Delta ar = 0{,}85 - 0{,}5 = 0{,}35$ N, war also $> 0{,}3$ N, so daß eine Neueinmessung notwendig war. Am 9. 4. war die Leitung bei der Leerlaufpfeifprobe nicht stabil und mußte zwecks Beseitigung des Fehlers ebenfalls neu eingemessen werden.

4. 2. Auswerten und Prüfen des Meßnachweises für Kurzmessungen

Um eine Auswertung der im „Meßnachweis für Kurzmessungen" aufgeführten Meßergebnisse zu ermöglichen, können in der Zeile „Summe" die roten und schwarzen Meßwerte der Restdämpfungen getrennt aufgerechnet werden. Unter der Spalte „Datum/Name" wird dementsprechend die Gesamtzahl der eingetragenen Messungen (getrennt nach schwarzen und roten Eintragungen) angegeben. Daraus wird das Verhältnis der notwendig gewordenen Neueinmessungen (einschließlich Ersteinmessung) zur Gesamtzahl der Kurzmessungen ersichtlich.

Der Prüf- und Überwachungsbeamte F nimmt gelegentlich seiner Prüfungen beim Amt Einblick in diese Unterlagen. Sie geben ihm rasch einen guten Überblick über die Restdämpfungsschwankungen in der Fernleitung.

C. Zusammenfassung

Die vorstehenden Ausführungen geben im Teil A einen Überblick über die zum Erreichen und Einhalten einwandfreier Übertragungsgüte an Fernleitungen mit Verstärkern und an Zweibandsystemen erforderlichen Messungen. Zunächst wurde die meßtechnische Betreuung der Fernleitungen behandelt. Anschließend an diesen einführenden Überblick sind die mathematischen Zusammenhänge und die bei den Messungen stets wiederkehrenden Grundbegriffe der Meßtechnik sowie die praktische Durchführung der Messungen erläutert. Es wurde dabei Wert darauf gelegt, auch auf die im Meßdienst gelegentlich notwendigen Sondermessungen näher einzugehen. Die Meßverfahren wurden durch schematische Schaltbilder erklärt.

Im Teil B wurden die über Messungen an Fernleitungen mit Verstärkern für jede Leitung zu führenden Meßunterlagen (unter Berücksichtigung der z. Zt. gültigen und nach der Neufassung der ADA VI, 6 A zu erwartenden Bestimmungen) besprochen und ihre Behandlung durch einige Mustereintragungen erläutert.

Zweck der Meßunterlagen ist es, genaue Auskunft über den übertragungstechnischen Zustand einer Fernleitung zu geben. Die bisher geführten Unterlagen erforderten einen erheblichen, kaum noch vertretbaren Arbeitsaufwand. Durch die Neugestaltung der Meßunterlagen hat sich deren Zahl von fünf auf drei (Meßkarte, Meßnachweis, Meßnachweis für Kurzmessungen) verringert, und die erforderliche Schreibarbeit ist auf ein Minimum beschränkt worden. Der Meßdienst wird dadurch wesentlich von Verwaltungsarbeit entlastet.

Sonderdruck

aus

ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG

Zur Theorie des Diffusions- und des Drifttransistors

I. Die Vierpolmatrix und ihr Niederfrequenzverhalten

Von HERBERT KRÖMER, Darmstadt

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

(A. E. Ü. 8 [1954], 223—228; eingegangen am 12. November 1953)

DK 621.394.645.011:546.289:621.392.6

Es wird die Vierpolmatrix eines p-n-p-Schichttransistors berechnet, bei dem in der Basiszone ein konstantes elektrisches Feld herrscht, das die am Emitter injizierten Löcher zwangsläufig zum Collector treibt und so ihre Laufzeit verkürzt (Drifttransistor). Ein solches Feld entsteht, wenn die Störstellenkonzentration in der Basis vom Emitter zum Collector exponentiell abnimmt.

Bei einer Zunahme der Collectorspannung wird die Basisschicht eines Transistors dünner. Unter Berücksichtigung dieser Tatsache ergeben sich die vier Vierpolleitwerte des Transistors aus den Lösungen der für den Transport der Löcher durch die Basis geltenden Gleichungen. Der normale Schichttransistor ohne Driftfeld (Diffusionstransistor) ergibt sich als Sonderfall.

Die Vierpolleitwerte werden diskutiert und auf die konstruktiven Parameter des Transistors zurückgeführt. Gegenüber dem Diffusionstransistor hat der Drifttransistor einen näher bei Eins liegenden Stromverstärkungsfaktor, niedrigeren Collectorleitwert und eine geringere Rückwirkung auf den Emitter.

The quadripole matrix of a p-n-p junction transistor is computed in whose base zone a constant electric field exists which drives the holes injected at the emitter of necessity to the collector and so reduces their transit time (drift transistor). Such a field is obtained if the impurity concentration in the base decreases exponentially from the emitter to the collector.

As the collector voltage rises, the base layer of a transistor becomes thinner. In view of this fact the four quadripole admittances of the transistor are found from the solutions of the equations governing the transport of the holes through the basis. The ordinary junction transistor without drift field (diffusion transistor) results as a special case.

The quadripole admittances are discussed and linked with the design parameters of the transistor. As compared to the diffusion transistor the drift transistor has a current amplification factor more approaching unity, a lower collector admittance, and less retroaction on the emitter.

1. Einleitung

a) *Der Aufbau des Diffusions- und des Drifttransistors*

Die Vierpolmatrix des Schichttransistors soll berechnet werden. Wir betrachten einen p-n-p-Transistor[1] mit ideal eindimensionaler Geometrie (Abb. 1a). Während in der bisherigen, erstmalig von SHOCKLEY [1], [2] vorgeschlagenen Ausführung mit einer feldfreien Basiszone gerechnet worden war, nehmen wir an, daß in der Basis ein konstantes elektrisches Feld F herrscht, das die Löcher zwangsläufig vom Emitter zum Collector treibt (Abb. 1b; Drifttransistor), während sie sonst durch reine Diffusion dorthin gelangen müßten (Diffusionstransistor). Dadurch wird die Laufzeit der Löcher verkürzt und die Grenzfrequenz erhöht [5]. Wie hier nicht näher gezeigt werden soll, erhält man ein solches Feld, wenn die Störstellenkonzentration N in der Basis zum Collector hin exponentiell gemäß

$$N(x) = N_a \; \mathrm{e}^{-\frac{eF}{kT}(x-a_0)} \tag{1}$$

abfällt (Abb. 1c). Dabei sind N_a die Störstellenkonzentration bei $x=a_0$, dem emitterseitigen Ende der Basis[2], e die Elektronenladung, kT die thermische Energie (= 0,025 eV bei 17°C), und es muß vorausgesetzt werden, daß $N(x)$ in der gesamten Basiszone groß gegen die Eigenkonzentration n_i des Halbleiters bleibt (bei Germanium ist $n_i \approx 1{,}3 \cdot 10^{13}$ cm^{-3}).

Die Elektronenkonzentration in der Basis ist dann an jeder Stelle praktisch gleich der Störstellenkonzentration $N(x)$, während für die Gleichgewichtskonzentration der Löcher gilt:

$$p(x) = \frac{n_i^2}{N} = p_a \cdot \mathrm{e}^{\frac{eF}{kT}(x-a_0)} . \tag{2}$$

Dabei ist $p_a = n_i^2/N_a$ die Gleichgewichts-Löcherkonzentration bei $x=a_0$.

Das collectorseitige Ende der Basis liege bei $x=b$. EARLY [3] hat gezeigt, daß man die Gleichstrom-Vierpolmatrix des Diffusionstransistors theoretisch vollständig berechnen kann, wenn man die Spannungsabhängigkeit von b berücksichtigt. Bei einer Änderung der Collectorspannung ändert sich die Dicke der Collectorrandschichten und damit die Breite der Basis. Bei EARLY fehlt die Frequenzabhängigkeit dieser Effekte.

[1] Für den n-p-n-Transistor gelten analoge Überlegungen.

[2] Wir wollen stets nur den außerhalb der Raumladungsrandschichten liegenden, raumladungsfreien Teil der Mittelschicht zur Basis rechnen.

Wir nehmen an, die Collectorspannung setze sich aus einer Gleichspannung und einer überlagerten „kleinen" Wechselspannung zusammen:

$$U_c(t) = V_c + U_c \cdot e^{i\omega t}\,; \quad |U_c| \ll -V_c\,. \tag{3a}$$

Dann kann man bei Vernachlässigung höherer Potenzen in U (welche Oberwellenanteile ergäben) schreiben[3]:

$$b = b_0 + b_1 \cdot U_c \cdot e^{i\omega t}\,, \quad b_1 > 0\,. \tag{4a}$$

Die Größe b_1 hängt von der genaueren Störstellenverteilung unmittelbar am p-n-Übergang sowie von der Spannung ab. Gewöhnlich liegt sie in der Größenordnung von einigen 10^{-5} cm $\cdot$ V^{-1}. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden wir sie als gegeben hinnehmen.

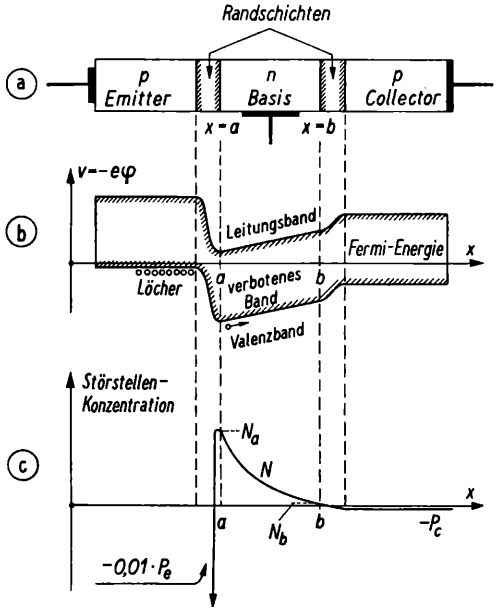


Abb. 1. (a) Schematischer Aufbau des Schichttransistors,
(b) Potentialverteilung,
(c) Störstellenverteilung.

Analog schreiben wir auf der Emitterseite:

$$U_e(t) = V_e + U_e \cdot e^{i\omega t}\,; \quad |U_e| \ll kT/e \approx 25\,\text{mV}, \tag{3b}$$

$$a = a_0 - a_1 \cdot U_e \cdot e^{i\omega t}\,; \qquad a_1 > 0\,. \tag{4b}$$

Die genaue Durchrechnung zeigt, daß der Einfluß von a_1, außer bei der Berechnung der Kapazitäten, vernachlässigbar ist; im vorliegenden ersten Teil dieser Arbeit rechnen wir daher mit $a_1 = 0$.

Abschließend führen wir noch folgende Größen ein:

Die (mittlere) Basisdicke $d_0 = b_0 - a_0$,

Die Störstellenkonzentration und die Gleichgewichtskonzentration der Löcher bei $x = b_0$:

$$N_b = N_a \cdot e^{-\frac{eFd_0}{kT}}\,; \quad p_b = p_a \cdot e^{\frac{eFd_0}{kT}} = \frac{n_i^2}{N_b}\,. \tag{5}$$

[3] Der Index „0" soll im folgenden bei frequenzabhängigen Größen stets den zeitlichen Mittelwert bedeuten.

Die Störstellenkonzentrationen P_e bzw. P_c und die Elektronenkonzentrationen n_e bzw. n_c im Emitter bzw. im Collector.

Der innerhalb der Basis maximal erreichbare Potentialunterschied $\Delta V = eF \cdot d_0$ ist geringer als die halbe Breite E_B des verbotenen Bandes des Halbleiters; wir werden später sehen, daß

$$\Delta V \lessapprox \tfrac{1}{2} E_B - 6\,\text{kT} \tag{6}$$

sein muß. Bei Germanium ist $E_B \approx 0{,}72\,\text{eV} \approx 28\,\text{kT}$, also ist dort $\Delta V \lessapprox 8\,\text{kT}$.

b) Die Vierpolschreibweise

Wir behandeln den Transistor als linearen Vierpol. Die Vierpolgleichungen setzen wir in der Leitfähigkeitsschreibweise

$$I_e = l_e U_e - l_\rho U_c\,, \tag{7a}$$

$$I_c = -l_\alpha U_e + l_c U_c \tag{7b}$$

an. l_e und l_c sind die Emitter- und die Collectorleitfähigkeit, l_α ist ein Maß für die Steuerbarkeit des Collectors durch den Emitter und l_ρ für die Collector-Emitter-Rückwirkung. Da wir durchweg mit $l_e \gg l_\rho$

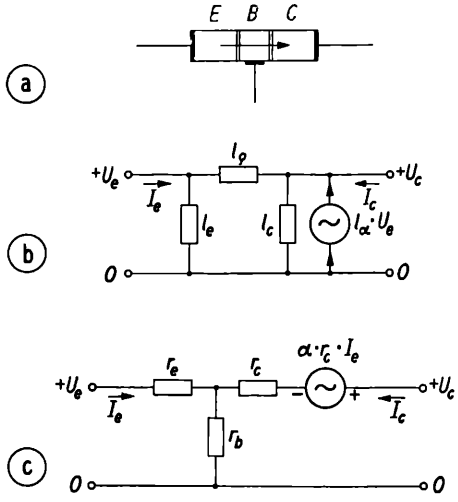


Abb. 2. Schichttransistor mit Ersatzschaltbildern.

rechnen dürfen, entspricht der Gl. (7) das Ersatzschaltbild von Abb. 2b. Mit den sonst üblichen Vierpolgrößen r_e, r_c, r_b und α hängen diese Größen gemäß

$$l_e = \frac{1}{r_e + (1-\alpha) r_b}\,, \quad l_\rho = \frac{r_b}{r_e + r_b}\, l_c = \rho l_c\,,$$

$$l_\alpha = \alpha l_e\,, \qquad l_c = \frac{r_e + r_b}{r_c[r_e + (1-\alpha) r_b]}$$

zusammen. Man sieht daraus, daß alle l-Werte positiv sind und daß l_ρ stets kleiner als l_c ist. Wir führen daher analog zu α noch den Rückwirkungsfaktor $\rho = l_\rho / l_c$ ein.

Typische Werte für r_e, r_b und r_c sind z. B. für den amerikanischen Transistor M 1752 (Bell):

$$r_e = 25\,\Omega, \quad r_b = 250\,\Omega, \quad r_c = 5\,\text{M}\Omega, \quad \alpha = 0{,}95.$$

Dem entsprechen

$$l_e = 27\ \text{mS}, \quad l_c = 1{,}5\ \mu\text{S}, \quad \rho = 0{,}91.$$

Die Leitfähigkeitsschreibweise hat vor der Widerstandsschreibweise den Vorteil, zu einfacheren Beziehungen zu führen. Da der Strom sich additiv aus einem Löcher- und einem Elektronenanteil zusammensetzt, sind die einzelnen l-Werte die Summe aus je einem Löcherleitwert $l^{(p)}$ und einem Elektronenleitwert $l^{(n)}$. Diese sollen jetzt berechnet werden. Im später folgenden II. Teil der Arbeit treten noch die Anteile der Randschichtkapazitäten hinzu.

Der Diffusionstransistor ergibt sich aus unseren Rechnungen als Sonderfall für $F=0$.

2. Der Löcherstrom

a) *Die Löcherdichte in der Basis*

Es sei angenommen, daß die Löcherkonzentration p in der Basis verschieden sei von der durch Gl. (3) gegebenen Gleichgewichtskonzentration. Führt man folgende Größen ein:

$$\begin{aligned} j_p &= \text{Löcherstromdichte},\\ b_p &= \text{Löcherbeweglichkeit},\\ b_p kT/e &= D_p = \text{Diffusionskonstante für Löcher},\\ \tau_p &= \text{Lebensdauer überschüssiger Löcher}, \end{aligned} \tag{8}$$

so gilt die Transportgleichung bekanntlich in der Form

$$j_p = b_p(eFp - kT\cdot \operatorname{grad} p) = b_p\left(eFp - kT\frac{\partial p}{\partial x}\right), \tag{9}$$

und die Kontinuitätsgleichung lautet:

$$\frac{1}{e}\operatorname{div} j_p = \frac{1}{e}\frac{\partial j_p}{\partial x} = -\frac{\partial p}{\partial t} - \frac{1}{\tau_p}\left[p - p_a\cdot e^{\frac{eF}{kT}(x-a_0)}\right]. \tag{10}$$

Wir rechnen mit konstantem τ_p. Für späteren Gebrauch führen wir folgende Abkürzungen ein:

$$L = \sqrt{D_p\tau_p}, \quad f = \frac{2kT}{eF}, \quad \frac{1}{\Delta^2} = \frac{1}{f^2} + \frac{1}{L^2}, \tag{11a,b,c}$$

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1+i\omega\tau_p}{D_p\tau_p} = \frac{1}{L^2} + \frac{i\omega}{D_p}, \quad \frac{1}{\delta^2} = \frac{1}{f^2} + \frac{1}{\lambda^2}. \tag{11d,e}$$

Dann wird aus Gl. (9) und (10) in unserem eindimensionalen Fall:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{2}{f}\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{1}{D_p}\frac{\partial p}{\partial t} + \frac{1}{L^2}\left[p - p_a\cdot e^{\frac{2}{f}(x-a_0)}\right]. \tag{12}$$

Dazu treten die SHOCKLEY-EARLYschen Randbedingungen [1], [3]:

$$p(a_0) = p_a\cdot e^{\frac{eV_e}{kT}}\left(1 + \frac{eU_e}{kT}\cdot e^{i\omega t}\right), \tag{13}$$

$$p(b) = p(b_0) + p'(b_0)\, b_1\cdot U_c\cdot e^{i\omega t} = 0. \tag{14}$$

Wir setzen für p an

$$p = p_0 + p_1\cdot\frac{eU_e}{kT}\cdot e^{i\omega t} + p_2 b_1\cdot U_c\cdot e^{i\omega t}, \tag{15}$$

wobei für die drei zeitunabhängigen p_0, p_1 und p_2 die Randbedingungen gelten sollen

$$p_0(a_0) = p_1(a_0) = p_a\cdot e^{\frac{eV_e}{kT}}, \quad p_0(b_0) = p_1(b_0) = 0, \tag{16a,b}$$

$$p_2(a_0) = 0, \quad p_2(b_0) = -p_0'(a_0). \tag{17a,b}$$

Damit sind Gl. (12) bis Gl. (14) bis auf Glieder mit höheren Potenzen von U als der ersten, d. h. bis auf Oberwellenanteile, befriedigt.

Einsetzen von Gl. (15) in Gl. (12) und Berücksichtigung von Gl. (16) und (17) gibt:

$$p_0(x) = p_a\cdot e^{\frac{2(x-a_0)}{f}} - p_a\cdot\frac{e^{\frac{x-a_0}{f}}}{\sinh\frac{d_0}{\Delta}}\cdot \tag{18}$$
$$\cdot\left[\left(e^{\frac{eV_e}{kT}} - 1\right)\cdot\sinh\frac{x-b_0}{\Delta} + e^{\frac{d_0}{f}}\cdot\sinh\frac{x-a_0}{\Delta}\right],$$

$$p_1(x) = -p_a\cdot e^{\frac{eV_e}{kT}}\cdot e^{\frac{x-a_0}{f}}\cdot\sinh\frac{x-b_0}{\delta}\Big/\sinh\frac{d_0}{\delta}, \tag{19}$$

$$p_2(x) = p_b\left[\frac{1}{\Delta}\left(\frac{e^{\frac{eV_e}{kT}} - 1}{\sinh\frac{d_0}{\Delta}}\cdot e^{-\frac{d_0}{f}} + \frac{1}{\tanh\frac{d_0}{\Delta}}\right) - \frac{1}{f}\right]\cdot \tag{20}$$
$$\cdot\frac{\sinh\frac{x-a_0}{\delta}}{\sinh\frac{d_0}{\delta}}\cdot e^{\frac{x-b_0}{f}}.$$

b) *Die Stromstärken*

Die Stromstärken ergeben sich daraus durch Anwendung von Gl. (9) bei $x=a_0$ und $x=b$:

$$\begin{aligned} j_e^{(p)} &= -eD_p\left[p'(a_0) - \frac{2}{f}p(a_0)\right]\\ &= -eD_p\left\{\left[p_0'(a_0) - \frac{2}{f}p_a\cdot e^{\frac{eV_e}{kT}}\right] + \right.\\ &\quad + \left[p_1'(a_0) - \frac{2}{f}p_a\cdot e^{\frac{eV_e}{kT}}\right]\cdot\frac{eU_e}{kT}\cdot e^{i\omega t} +\\ &\quad \left. + p_2'(a_0)\, b_1\cdot U_c\cdot e^{i\omega t}\right\}, \end{aligned} \tag{21a}$$

$$\begin{aligned} j_c^{(p)} &= -eD_p\left[p'(b_0) + p''(b_0)b_1\cdot U_c\cdot e^{i\omega t}\right]\\ &= -eD_p\left\{p_0'(b_0) + p_1'(b_0)\cdot\frac{eU_1}{kT}\cdot e^{i\omega t} + \right.\\ &\quad \left. + \left[p_2'(b_0) + p_0''(b_0)\right]b_1\cdot U_c\cdot e^{i\omega t}\right\}. \end{aligned} \tag{21b}$$

Führen wir q, den Querschnitt des Transistors, ein, und beachten, daß der Collectorstrom gemäß Abb. 2 in anderer Richtung positiv definiert ist als der Emitterstrom, so ergibt sich aus Gl. (21):

α) Gleichstromanteile:

$$i_e^{(p)} = -eqD_p\left[p'(a_0) - \frac{2}{f}p_a \cdot e^{\frac{eV_e}{kT}}\right] \tag{22}$$

$$= \frac{eqD_p \cdot p_a}{\Delta}\left[\left(e^{\frac{eV_e}{kT}} - 1\right)\left(\frac{1}{\tanh\frac{d_0}{\Delta}} + \frac{\Delta}{f}\right) + \frac{e^{\frac{d_0}{l}}}{\sinh\frac{d_0}{\Delta}}\right],$$

$$i_c^{(p)} = +eqD_p \cdot p_0'(b_0) \tag{23}$$

$$= -\frac{eqD_p \cdot p_b}{\Delta}\left(\frac{e^{\frac{eV_e}{kT}} - 1}{\sinh\frac{d_0}{\Delta}} \cdot e^{-\frac{d_0}{l}} + \frac{1}{\tanh\frac{d_0}{\Delta}} - \frac{\Delta}{f}\right).$$

Für späteren Gebrauch benötigen wir noch zwei Abkürzungen:

$$i_S = -\frac{eqD_p \cdot p_a}{\Delta}\left(\frac{1}{\tanh\frac{d_0}{\Delta}} + \frac{\Delta}{f} - \frac{e^{\frac{d_0}{l}}}{\sinh\frac{d_0}{\Delta}}\right), \tag{24}$$

$$i_D = -\frac{eqD_p \cdot p_b}{L}. \tag{25}$$

Hierbei ist i_S der Emittergleichstrom, der fließt, wenn man eine Sperrspannung $\gg kT/e$ an den Emitter legt, während i_D der Löcher-Sättigungsstrom einer p-n-Diode ist, deren Störstellengehalt auf der n-Seite konstant gleich N_b ist.

β) Wechselstromanteile

$$l_e^{(p)} = -eqD_p\left[p_1'(a_0) - \frac{2}{f}p_a \cdot e^{\frac{eV_e}{kT}}\right] \cdot \frac{e}{kT}$$

$$= (i_e^{(p)} - i_S) \cdot \frac{e}{kT} \cdot \frac{1 + \frac{f}{\delta} \cdot \coth\frac{d_0}{\delta}}{1 + \frac{f}{\Delta} \cdot \coth\frac{d_0}{\Delta}}, \tag{26}$$

$$l_\varrho^{(p)} = +eqD_p \cdot p_2'(a_0) \cdot b_1 = -i_c^{(p)} \cdot b_1 \cdot \frac{e^{-\frac{d_0}{l}}}{\delta \cdot \sinh\frac{d_0}{\delta}}, \tag{27}$$

$$l_\alpha^{(p)} = -eqD_p \cdot p_1'(b_0) \cdot \frac{e}{kT} \tag{28}$$

$$= (i_e^{(p)} - i_s) \cdot \frac{e}{kT} \cdot \frac{e^{\frac{d_0}{l}}}{\delta \cdot \sinh\frac{d_0}{\delta}\left(\frac{1}{f} + \frac{1}{\Delta}\coth\frac{d_0}{\Delta}\right)},$$

$$l_c = +eqD_p[p_2'(b_0) + p_0''(b_0)] \cdot b_1$$

$$= \left[i_c^{(p)}\left(\frac{1}{\delta \cdot \tanh\frac{d_0}{\delta}} - \frac{1}{f}\right) - i_D\frac{1}{L}\right] \cdot b_1. \tag{29}$$

Das vollständige Vierpolschema ergibt sich hieraus durch Addition der Elektronenstromanteile. Bei hohen Frequenzen treten dazu noch die kapazitiven Leitwerte, die wir jedoch erst im Teil II dieser Arbeit besprechen werden.

3. Der Elektronenstrom

a) Collectorstrom

Infolge der Collectorwechselspannung ändert sich die Randschichtdicke nicht nur auf der Basisseite, sondern auch auf der Collectorseite der Collectorrandschicht um eine zu $b_1 U_c \cdot e^{i\omega t}$ analoge Größe $b_2 U_c \cdot e^{i\omega t}$. Da sich die Raumladung auf beiden Seiten der Randschicht um den gleichen Betrag ändern muß, ist

$$b_2 P_c = b_1 N_b.$$

Wenn wir annehmen, daß der Collector im Inneren kein elektrisches Feld hat und daß er dick ist gegen die Diffusionslänge L_c in seinem Inneren, so haben wir dasselbe Problem wie bei der Berechnung des Collector-Löcherstroms eines Diffusionstransistors mit sehr dicker Basis. Ersetzt man in Gl. (23) und (29) alle Löchergrößen durch die entsprechenden Elektronengrößen und läßt $d_0 \to \infty$ gehen, so ergibt sich in unmittelbar verständlicher Bezeichnungsweise

$$i_c^{(n)} = -\frac{eqD_n n_c}{L_c}, \tag{30}$$

$$l_c^{(n)} = \frac{eqD_n n_c}{L_c} \cdot b_2\left(\frac{1}{\lambda_c} - \frac{1}{L_c}\right) = \frac{eqD_n N_b}{L_c} \cdot \frac{n_i^2}{P_c^2} \cdot b_1\left(\frac{1}{\lambda_c} - \frac{1}{L_c}\right). \tag{31}$$

Für $\omega = 0$ wird $\lambda_c = L_c$, also $l_{c,0}^{(n)} = 0$. Wir können daher $l_c^{(n)}$ vorläufig vernachlässigen und es zusammen mit den Kapazitäten im Teil II dieser Arbeit diskutieren.

b) Der Emitter-Elektronenstrom

Der Emitter-Elektronenstrom ergibt sich ganz analog aus Gl. (22), (24) und (26) zu

$$i_e^{(n)} = \frac{eqD_n n_e}{L_e}\left(e^{\frac{eV_e}{kT}} - 1\right) = i_S^{(n)}\left(e^{\frac{eV_e}{kT}} - 1\right), \tag{32}$$

$$l_e^{(n)} = \frac{eqD_n n_e}{\lambda_e} \cdot \frac{e}{kT} \cdot e^{\frac{eV_e}{kT}} = (i_e^{(n)} - i_S^{(n)}) \cdot \frac{e}{kT} \cdot \frac{L_e}{\lambda_e}. \tag{33}$$

Zu den Nichtdiagonalgliedern l_α und l_ϱ liefert der Elektronenstrom keinen Beitrag. l_e ist also das einzige Vierpolglied, das einen Niederfrequenz-Elektronenanteil hat.

Der Stromverstärkungsfaktor α ergibt sich daher zu

$$\alpha = \frac{l_\alpha}{l_e} = \frac{l_\alpha^{(p)}}{l_e^{(p)}} \cdot \frac{l_e^{(p)}}{l_e^{(p)} + l_e^{(n)}} = \beta \cdot \gamma. \tag{34}$$

Die Größe $\beta = l_\alpha^{(p)}/l_e^{(p)}$ ist der Anteil der vom Emitter kommenden Löcher, der den Collector wirklich erreicht, und wird „Transportfaktor" genannt, wäh-

rend $\gamma = l_e^{(p)}/(l_e^{(p)} + l_e^{(n)})$ der Anteil des Löcherstroms am Gesamt-Emitterstrom, also der Wirkungsgrad des Emitters ist.

Für die Anwendung des Transistors ist es wesentlich, daß α und damit β und γ möglichst nahe bei Eins liegen, d. h., daß sowohl $1-\beta$ als auch $l_e^{(n)}/l_e^{(p)}$ möglichst klein sind.

Führt man in Gl. (26) und (33) die Störstellenkonzentrationen an Stelle der Teilchendichten ein, so ergibt sich:

$$\frac{l_e^{(n)}}{l_e^{(p)}} = \frac{D_n N_a}{D_p P_e} \cdot \frac{1}{\lambda_e \left(\frac{1}{f} + \frac{1}{\delta} \coth \frac{d_0}{\delta} \right)} . \tag{35}$$

Durch hinreichend großes P_e wird dieses Verhältnis sehr klein gehalten. Auch das Driftfeld wirkt in Richtung auf eine Verkleinerung, jedoch ist zur Erzielung eines starken Driftfeldes ein hohes N_a erforderlich, so daß auch P_e eventuell sehr große Werte annimmt, was erfahrungsgemäß die Lebensdauern τ_e und damit auch λ_e herabsetzt und den Einfluß des Driftfeldes teilweise aufheben kann.

Trotz seiner Kleinheit kann $l_e^{(n)}$ jedoch nicht generell vernachlässigt werden, denn unter gewissen Umständen (Emitter geerdet) geht nicht α direkt, sondern

$$1-\alpha \approx (1-\beta) + l_e^{(n)}/l_e^{(p)} \tag{36}$$

in die Eigenschaften des Transistors ein. Eine Vernachlässigung von $l_e^{(n)}$ bewirkte zwar einen sehr kleinen relativen Fehler in α, aber u. U. einen großen relativen Fehler in $1-\alpha$. Das ist besonders wichtig für $\omega \to 0$, denn dann ist $1-\beta$ am kleinsten. Vernachlässigbar ist $l_e^{(n)}$ nur, wenn $l_{e,0}^{(n)}/l_{e,0}^{(p)} \ll 1-\beta_0$ ist, d. h., wenn

$$\frac{N_a}{P_e} \ll \frac{D_p L_e}{D_n \Delta} \left(\frac{1}{\tanh \frac{d_0}{\Delta}} + \frac{\Delta}{f} - \frac{e^{\frac{d_0}{f}}}{\sinh \frac{d_0}{\Delta}} \right) . \tag{37a}$$

4. Diskussion des reinen Diffusions- und des Drifttransistors

Wir sahen, daß bis auf den Korrekturfaktor $1/\gamma$ bei l_e das Niederfrequenz-Vierpolschema des Schichttransistors bereits durch die vier Löcherleitwerte gegeben ist. Wir werden nur die beiden Grenzfälle behandeln: Den reinen Diffusionstransistor mit $F=0$ und den Drifttransistor mit einem so starken Driftfeld, daß $eFd_0 = \Delta V \gg 2kT$ ist.

Unter üblichen Betriebsbedingungen ist $eV_e \gg kT$. Wenn wir das voraussetzen, können wir i_S und i_D neben i_e und i_c vernachlässigen. Dann ergibt sich folgendes:

a) Der Diffusionstransistor

$$l_e = \frac{1}{\gamma} \cdot i_e^{(p)} \cdot \frac{e}{kT} \cdot \frac{L \cdot \tanh \frac{d_0}{L}}{\lambda \cdot \tanh \frac{d_0}{\lambda}} , \tag{38}$$

$$l_\rho = -i_c^{(p)} \cdot \frac{b_1}{\lambda \cdot \sinh \frac{d_0}{\lambda}} , \tag{39}$$

$$l_\alpha = i_e^{(p)} \cdot \frac{e}{kT} \cdot \frac{L \cdot \tanh \frac{d_0}{L}}{\lambda \cdot \sinh \frac{d_0}{\lambda}} , \tag{40}$$

$$l_c = -i_c^{(p)} \cdot \frac{b_1}{\lambda \cdot \tanh \frac{d_0}{\lambda}} . \tag{41}$$

Daraus ergeben sich die Leitwertsverhältnisse:

$$\alpha = l_\alpha/l_e = \frac{\gamma}{\cosh \frac{d_0}{\lambda}} \xrightarrow{\omega=0} \gamma_0 \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{d_0}{L} \right)^2 \right] , \tag{42}$$

$$\rho = l_\rho/l_c = \frac{1}{\cosh \frac{d_0}{\lambda}} = \beta , \tag{43}$$

$$l_e/l_c = \frac{i_e^{(p)}}{-\gamma i_c^{(p)}} \cdot \frac{L}{b_1(kT/e)} \cdot \tanh \frac{d_0}{L} \approx \frac{d_0}{b_1(kT/e)} . \tag{44}$$

Die Bedingung (37a) geht über in

$$\frac{N_a}{P_e} \ll \frac{1}{2} \cdot \frac{D_p}{D_n} \frac{L_e d_0}{L^2} . \tag{37b}$$

Aus Gl. (42) und der Forderung $1-\beta_0 \ll 1$ folgt die bekannte Forderung $d_0 \ll L$, die jeder praktisch brauchbare Diffusionstransistor erfüllen muß. Sie wurde bei Gl. (42), (44) und (37b) bereits benutzt. So erhält man das anschauliche Ergebnis, daß l_e/l_c gleich dem Verhältnis von Gesamtdicke der Basis zur Dickenänderung bei einer Spannungsänderung von $kT/e \approx 25$ mV ist, was natürlich sehr groß gegen Eins ist.

Setzt man für i, b_1, d_0 usw. plausible Werte ein, etwa $i_e = i_p = 1$ mA, $b_1 = 10^{-5}$ cm·V^{-1}, $d_0 = L_e = 0{,}05$ mm, $L = 0{,}2$ mm, $\gamma_0 \approx 1{,}0$, so ergeben sich für $\omega = 0$: $l_e = 40$ mS, $l_c = 2\,\mu$S, $\alpha_0 = \rho_0 = 0{,}97$, $l_e/l_c = 2 \cdot 10^4$ und ein kritisches Dotierungsverhältnis $N_a/P_e \ll 1/64$. Ein Vergleich mit den Werten aus Abschnitt 1 b zeigt befriedigende Übereinstimmung.

An experimentellen Untersuchungen zur genaueren Nachprüfung der Gl. (38) bis (41) sind z. Z. nur Messungen von EARLY [3] bekannt. Dieser hat die Größen $(1-\alpha_0\rho_0)\,l_{c,0}$ und $l_{\rho,0}/l_{e,0}$ in Abhängigkeit von i_e gemessen und relativ gute Übereinstimmung mit der Theorie gefunden. Wir werden darauf im III. Teil näher eingehen.

b) Der reine Drifttransistor

Hier ist $\Delta V/2kT = d_0/f \gg 1$ und erst recht d_0/Δ und $d_0/\delta \gg 1$. Wir können dann die Hyperbelfunktionen durch reine Exponentialfunktionen ersetzen:

$$l_e = \frac{1}{\gamma} i_e^{(p)} \cdot \frac{e}{kT} \cdot \frac{1 + (f/\delta)}{1 + (f/\Delta)} , \tag{45}$$

$$l_\rho = -2 i_c^{(p)} \cdot \frac{b_1}{\delta} \cdot e^{-\left(\frac{d_0}{f} + \frac{d_0}{\delta} \right)} , \tag{46}$$

$$l_\alpha = 2 i_e^{(p)} \cdot \frac{e}{kT} \cdot \frac{e^{\frac{d_0}{f} - \frac{d_0}{\delta}}}{\delta\left(\frac{1}{f} + \frac{1}{\Delta}\right)}, \tag{47}$$

$$l_c = -i_c^{(p)} \cdot b_1 \left[\frac{2\, e^{-\frac{2d_0}{\delta}}}{\delta} + \left(\frac{1}{\delta} - \frac{1}{f}\right) \right]. \tag{48}$$

Für $\omega \to 0$ wird $\delta = \Delta$.

Man wird auch beim Drifttransistor $d_0 \ll L$ und $f \ll L$ wählen. Dann folgt aus Gl. (11):

$$\frac{d_0}{\Delta} - \frac{d_0}{f} \approx \frac{1}{2}\frac{d_0 f}{L^2} \ll 1, \quad \frac{\Delta}{f} \approx 1 - \frac{1}{2}\frac{f^2}{L^2}. \tag{49}$$

Damit werden (50)

$$\alpha_0 = \gamma_0 \left[1 - \frac{1}{2}\frac{d_0 f}{L^2}\left(1 - \frac{1}{2}\frac{f}{d_0}\right)\right] \approx \gamma_0 \left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{d_0}{L}\right)^2 \cdot \frac{f}{d_0}\right],$$

$$\rho_0 = \frac{1 + \frac{1}{2}\frac{d_0 f}{L^2}}{1 + \frac{1}{4}\frac{f^2}{L^2} \cdot e^{\frac{2d_0}{\Delta}}} \xrightarrow[L=\infty]{} 1, \tag{51}$$

$$l_{e,0}/l_{c,0} = \tag{52}$$

$$\frac{i_e^{(p)}}{-\gamma_0 i_c^{(p)}} \cdot \frac{d_0}{b_1 \frac{kT}{e}} \cdot \frac{\frac{\Delta}{2d_0} \cdot e^{\frac{2d_0}{\Delta}}}{1 + \frac{1}{4}\frac{f^2}{L^2} \cdot e^{\frac{2d_0}{\Delta}}} \xrightarrow[L=\infty]{} \frac{d_0}{b_1 \frac{kT}{e}} \cdot \frac{f}{2d_0} \cdot e^{\frac{2d_0}{f}}$$

und Gl. (37a) geht über in

$$\frac{N_a}{P_e} \ll \frac{D_p}{D_n} \cdot \frac{L_e d_0}{L^2}. \tag{37c}$$

c) *Vergleich der beiden Transistor-Typen*

Vergleichen wir die Gleichstrom-Leitwerte der beiden Transistortypen für dieselben Werte des Stroms (nicht der Spannung), so ergibt sich:

1. l_e bleibt unverändert.
2. Die Collectorleitfähigkeit des Drifttransistors ist um den Faktor

$$\frac{2d_0}{\Delta} \cdot e^{-\frac{2d_0}{\Delta}} + \frac{1}{2}\frac{d_0 f}{L^2} \ll 1 \tag{53a}$$

kleiner als die des Diffusionstransistors. Für große τ_p geht dieser Faktor in

$$\frac{\Delta V}{kT} \cdot e^{-\frac{\Delta V}{kT}} \tag{53b}$$

über. Entsprechend steigt das Verhältnis l_e/l_c und damit der maximale Verstärkungsgrad an.

3. Die Größe $1 - \beta_0$ ist um den Faktor $2kT/\Delta V$ kleiner, was den maximalen Verstärkungsgrad ebenfalls erhöht.
4. Das kritische Dotierungsverhältnis (Gl. (37a), (37b) und (37c)) des Drifttransistors ist um den Faktor 2 größer.

Diese Abschätzungen setzen voraus, daß die konstruktiven Parameter wie d_0, b_1, L usw. in beiden Fällen dieselben sind, während sie in Wirklichkeit verschiedene Werte haben werden. Insbesondere kann man jetzt d_0 kleiner wählen als zuvor, da wegen des Faktors (53b) der Collectorleitwert trotzdem niedrig genug bleibt, und da wegen der exponentiellen Zunahme von N zum Emitter hin auch keine Gefahr mehr besteht, daß die Collectorrandschicht bei höheren Spannungen als wenige Volt durch die Basis hindurchgreift. Ein kleineres d_0 verbessert aber das Frequenzverhalten zusätzlich zu der Verbesserung durch das Feld.

Diese Dinge, das Frequenzverhalten und die Dimensionierungsfragen des Schichttransistors, sollen in einer folgenden Arbeit behandelt werden.

Anmerkung bei der Korrektur

Early hat in einer zweiten, inzwischen erschienenen Arbeit [4] die Leitwerte des Diffusionstransistors ebenfalls unter Einschluß ihrer Frequenzabhängigkeit und der Elektronenströme sowie des hier nicht behandelten Basiswiderstandes neu berechnet. Hinsichtlich des Elektronenanteils des Collectorstromes weichen seine Ergebnisse von unseren ab, indem er darauf hingewiesen hat, daß dieser bei einer relativ schwach dotierten Collectorzone kein Diffusionsstrom mehr ist, sondern ein Driftstrom, der von dem Potentialgefälle herrührt, das der Löcherstrom und der kapazitive Strom im Collector erzeugen.

Schrifttum

[1] SHOCKLEY, W., Bell Syst. Techn. J. **28** [1949], 435.
[2] SHOCKLEY, W., SPARKS, M. und TEAL, G. K., Phys. Rev. **83** [1951], 151.
[3] EARLY, J. M., Proc. Inst. Radio Eng. **40** [1952], 1401.
[4] EARLY, J. M., Bell Syst. Techn. J. **32** [1953], 1271.
[5] KRÖMER, H., Naturwissensch. **40** [1953], 578.

Sonderdruck

aus

ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG

Zur Theorie des Diffusions- und des Drifttransistors

II. Frequenzabhängigkeit

Von HERBERT KRÖMER, Darmstadt

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

(A. E. Ü. 8 [1954], 363—369; eingegangen am 6. April 1954)

DK 621.394.645.011:546.289(:621.3.018.42)

Die um die Anteile der Randschichtkapazitäten ergänzten Vierpolleitwerte des Schichttransistors sind frequenzabhängig. Die so bedingte Frequenzgrenze des Transistors hängt von den Anpassungsbedingungen ab.

Eine prinzipielle Frequenzgrenze, die auch durch geeignete Anpassung nicht überschritten werden kann, ist durch die Abnahme des Stromverstärkungsfaktors α gegeben. Sie ist beim Drifttransistor um den Faktor $(\Delta V/2kT)^{3/2}$ höher als beim Diffusionstransistor. Ausführlich werden die Verhältnisse für rein ohmsche Anpassung durchgerechnet. Die prinzipielle Grenze ist in der Praxis beim Drifttransistor besser ausnützbar als beim Diffusionstransistor.

The quadripole admittances of the junction transistor, supplemented by the portions due to the boundary layer capacitances, depend on the frequency. The so introduced limit frequency of the transistor depends on the matching conditions.

An inherent limit frequency, which cannot be exceeded even by suitable matching, is brought about by the decrease in the current amplification factor α. In the case of the drift transistor it exceeds the limit frequency of the diffusion transistor by a factor of $(\Delta V/2kT)^{3/2}$. The paper presents a detailed calculation for the case of purely ohmic matching. In actual practice the inherent limit frequency can be better utilized with the drift transistor than with the diffusion transistor.

1. Die vollständige Vierpolmatrix

In einer vorausgegangenen Arbeit[1] wurden die Vierpolwerte des Schichttransistors mit Ausnahme der Anteile der kapazitiven Verschiebungsströme berechnet. Letztere rühren daher, daß sich bei einer Spannungsänderung die Randschichtdicken und damit die in den Randschichten befindlichen Raumladungen ändern. Die zugehörigen Emitter- und Collectorkapazitäten ergeben sich als Ladungsträgerdichte am Randschichtende mal Dickenänderung pro Volt zu

$$C_e = eqN_a \cdot a_1, \quad C_c = eqN_b \cdot b_1. \tag{1}$$

Wir bezeichnen diese als „echte" Kapazitäten im Gegensatz zu dem „scheinbaren" kapazitiven Anteil der Teilchenströme, der aus einer Phasenverschiebung durch die Diffusion herrührt. In [I] hatten wir stets mit $a_1=0$ gerechnet, weil der Einfluß des endlichen a_1 auf die Teilchenströme vernachlässigbar war; bei den Kapazitäten ist diese Vernachlässigung nicht mehr zulässig. Die Größenordnung von a_1 ist im allgemeinen höher als die von b_1 und liegt bei einigen 10^{-4} cm·V^{-1}.

Der vollständige Emitterleitwert lautet jetzt

$$l_e = l_e^{(p)} + l_e^{(n)} + \mathrm{i}\omega C_e. \tag{2a}$$

Wir hatten in [I] gezeigt, daß für $\omega \approx 0$ $l_e^{(n)} \ll l_e^{(p)}$ ist. Trotzdem hatten wir $l_e^{(n)}$ nicht vernachlässigt, da es in α eingeht, und da eine Vernachlässigung zwar keinen großen Fehler in α selbst, wohl aber in $1-\alpha$ bewirken würde, und das besonders für $\omega \approx 0$, weil dann $1-\alpha$ am kleinsten ist. Mit steigender Frequenz nimmt jedoch $1-\alpha$ rasch zu und damit der prozentuale Fehler rasch ab, so daß wir einen für alle Frequenzen brauchbaren Wert erhalten, wenn wir statt mit Gl. (2a) mit

$$l_e = \frac{1}{\gamma_0} \cdot l_e^{(p)} + \mathrm{i}\omega C_e \tag{2b}$$

rechnen, wo $\gamma_0 = l_{e,0}^{(p)}/(l_{e,0}^{(p)} + l_{e,0}^{(n)})$ ist, wie in Abschnitt 3b von [I].

In Gl. (31) von [I] ergab sich $l_c^{(n)}$ in erster Näherung als kapazitiver Leitwert; ein Vergleich mit $\mathrm{i}\omega C_c$ ergibt:

$$\frac{|l_c^{(n)}|}{\omega C_c} = \frac{n_i^2}{P_c^2} \cdot \frac{1}{\omega\tau_c} \left| \frac{L_c}{\lambda_c} - 1 \right| < \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{n_i^2}{P_c^2}.$$

Solange $P_c \gg n_i$ ist, d. h. für relativ stark dotierte Collectorzone, ist also $l_c^{(n)}$ vernachlässigbar.

Für den Fall eines relativ schwach dotierten Collectors hat EARLY [I,4] in einer inzwischen erschienenen Arbeit darauf hingewiesen, daß dann im Gegensatz zu unseren Annahmen in [I] der Elektronenstrom kein Diffusionsstrom mehr ist, sondern ein Driftstrom, der von dem ohmschen Potentialgefälle herrührt, das der Löcherstrom und der kapazitive Strom im Collector erzeugen. Der Elektronenstrom wird dann proportional zu diesen Stromanteilen, im Collector findet also eine echte — wenn auch meist sehr geringe — Stromverstärkung um einen Faktor $\sigma > 1$ statt.

[1] KRÖMER, H., Zur Theorie des Diffusions- und des Drifttransistors. I. Die Vierpolmatrix und ihr Niederfrequenzverhalten. A. E. Ü. **8** [1954], 223—228. Diese Arbeit wird im folgenden kurz mit [I] bezeichnet.

Die Rechnung ergibt in guter Näherung[2]:

$$\sigma_0 = 1 + \frac{b_n}{b_p} \cdot \frac{n_i^2}{\Gamma_c^2 + n_i^3}, \tag{3}$$

$$l_\alpha = \sigma_0 l_\alpha^{(p)}, \quad l_c = \sigma_0 (l_c^{(p)} + i\omega C_c), \tag{4a, b}$$

$$\alpha = \beta \gamma_0 \sigma_0. \tag{5}$$

An sich ist auch σ frequenzabhängig; aus denselben Gründen wie bei γ können wir das vernachlässigen, außer wenn σ wirklich merklich größer als Eins und damit $\alpha > 1$ würde. Diesen Fall wollen wir hier ausschließen, und nach wie vor stets $\alpha < 1$ annehmen.

2. Die Frequenzgrenze

a) Die prinzipielle Frequenzgrenze

Die Vierpolleitwerte des Transistors sind frequenzabhängig. Die dadurch bedingte obere Frequenzgrenze hängt von den Anpassungsbedingungen ab. Eine prinzipielle Grenze, die auch durch geeignete Anpassung nicht überschritten werden kann, ist durch die Abnahme des Stromverstärkungsfaktors α bzw. des Transportfaktors β gegeben. Wir wollen als prinzipielle Frequenzgrenze ω_α bzw. ν_α die Frequenz bezeichnen, bei der $|\beta|^2$ ungefähr auf 0,5 abgeklungen ist, im Anschluß an SHOCKLEY et al. [I,2]. Beim Überschreiten dieser Grenze fällt der Verstärkungsgrad des Transistors sehr rasch ab. Die genannten Autoren haben gezeigt, daß beim Diffusionstransistor

$$\omega_\alpha = 2\pi\nu_\alpha = 2D_p/d_0^2. \tag{6}$$

Bei Ge beträgt $D_p \approx 42\ \mathrm{cm^2\ s^{-1}}$. Damit und mit $d_0 = 5 \cdot 10^{-3}$ cm wird $\nu_\alpha = 0{,}54$ MHz. Beim n-p-n-Transistor ergibt sich etwa 1,1 MHz.

Beim Drifttransistor ist nach Gl. (47) von [I] die Frequenzabhängigkeit von β im wesentlichen durch den Exponentialfaktor

$$\exp\left[-\left(\frac{d_0}{\delta} - \frac{d_0}{f}\right)\right] \approx \tag{7}$$

$$\approx \exp\left(-\frac{1}{2}\frac{d_0 f}{L^2}\right) \cdot \exp\left[-i\omega\frac{d_0 f}{2D} - \frac{\omega^2}{2}\frac{d_0 f^3}{(2D)^2}\right]$$

gegeben. Wir können daher

$$\omega_\alpha = \frac{2D_p}{(d_0 f^3)^{1/2}} = \frac{2D_p}{d_0^2}\left(\frac{d_0}{f}\right)^{3/2} \tag{8}$$

als prinzipielle Frequenzgrenze bezeichnen; ein Wert, der um den Faktor $(\Delta V/2kT)^{3/2}$ größer ist als beim Diffusionstransistor. Mit $\Delta V = 8kT$ ergibt das einen Faktor Acht[3].

[2] Gl. (3) ergibt sich aus dem komplizierteren exakten Ausdruck (28) bei EARLY für den Grenzfall, daß der ohmsche Potentialunterschied längs einer Strecke $|\lambda|$ groß gegen kT ist. Andernfalls ist nämlich unsere alte Diffusionsrechnung zuständig. — Bei einem Vergleich ist zu beachten, daß die EARLYsche Veröffentlichung mehrere Druckfehler enthält; so muß bei der Definition der Größen r_1 und r_2 stets $2m_2$ an Stelle von m_2 stehen; ferner ist

$$M_0 = (p_p + bn_p)/(p_p - n_p).$$

Außer der Abnahme von $|\beta|$ tritt noch eine Phasendrehung des Collectorstromes auf. Nach SHOCKLEY et al. [I,2] beträgt der Phasenwinkel beim Diffusionstransistor in guter Näherung

$$\varphi = \sqrt{\frac{\omega d_0^2}{2D_p}} = \sqrt{\frac{\omega}{\omega_\alpha}}. \tag{9}$$

Beim Drifttransistor ergibt sich aus Gl. (7):

$$\varphi = \omega \frac{d_0 f}{2D_p} = \frac{\omega}{\omega_\alpha}\left(\frac{d_0}{f}\right)^{1/2}. \tag{10}$$

Für $\omega = \omega_\alpha$ ist die Phasendrehung beim Drifttransistor um den Faktor $\sqrt{\Delta V/2kT}$ größer als beim Diffusionstransistor, bei gleicher Frequenz genommen ist sie jedoch geringer.

b) Die praktische Grenzfrequenz im Breitbandverstärker (Allgemeines)

In der Praxis wird die prinzipielle Frequenzgrenze oft nicht erreicht, z. B. wegen der endlichen Randschichtkapazitäten. Für ein schmales Frequenzband kann man sie durch Parallelschaltung einer einzelnen Induktivität unschädlich machen. Breitere Bänder kann man übertragen, wenn man die Randschichtkapazitäten durch Zuschalten mehrerer Induktivitäten und Kapazitäten zu einer Art Bandfilter mit endlicher Bandbreite ergänzt [2]. Sehr oft liegt aber die Aufgabe vor, von $\omega = 0$ bis zu einer möglichst hohen Frequenz möglichst gleichmäßig zu verstärken. Dann ist man in erster Linie auf rein ohmsche Anpassung angewiesen. Diesen Fall wollen wir hier behandeln. Als zu berechnende Grenzfrequenz definieren wir, wie üblich, die Frequenz, bei der der Verstärkungsgrad um den Faktor 2 (=3dB) abgesunken ist.

Der Verstärkungsgrad (Gain) Γ beträgt, wenn L_G bzw. L_L die Leitwerte des Generators bzw. der Last sind:

$$\Gamma = 4L_G L_L/|\delta|^2, \tag{11a}$$

wobei

$$\delta = \begin{cases} \dfrac{1}{l_\alpha}(l_e + L_G)(l_c + L_L) - l_\varrho & \text{(geerdete Basis)}, \quad (11b) \\ \dfrac{1}{l_\alpha}(l_e + L_G)(l_c + L_L) - (l_\varrho + L_L) & \text{(geerdeter Emitter)}. \quad (11c) \end{cases}$$

Die Grenzfrequenz ω_G schätzen wir so ab, daß wir $|\delta|^2$ in eine Potenzreihe nach ω^2 entwickeln und als ω_G den Wert wählen, bei dem das quadratische Glied gleich dem konstanten Glied wird.

Dazu entwickeln wir zunächst l_e, l_ϱ, $1/l_\alpha$ und l_c in eine Potenzreihe, die wir so schreiben:

$$f(\omega) = f(0)\left[1 + i\frac{\omega}{\omega_\alpha} \cdot A + \frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_\alpha}\right)^2 \cdot B\right]. \tag{12}$$

[3] Es handelt sich hierbei um Näherungswerte, da $|\beta|^2$ für $\omega = \omega_\alpha$ nicht exakt auf 0,5 abgeklungen ist. Bei hohen τ-Werten ist $|\beta|^2$ beim Diffusionstransistor auf 0,60, beim Drifttransistor für $\Delta V = 8kT$ auf 0,56 und im Grenzfall sehr hoher ΔV-Werte auf 0,37 abgeklungen.

Mit den Abkürzungen

$$\eta = \frac{1}{\alpha_0}(1 + L_G/l_{e,0}); \quad \varkappa = \frac{1}{\alpha_0}(1 + L_L/l_{c,0}) \quad (13\text{a, b})$$

wird nach einiger Rechnung[4]:

$$\left(\frac{\delta}{l_c}\frac{\omega_\alpha}{\omega_G}\right)^2 = \alpha\eta\varkappa\left(\alpha\eta\varkappa A_\alpha^2 + \frac{\delta}{l_c}\cdot B_\alpha\right) + \quad (14)$$
$$+ \varkappa\left(\varkappa A_e^2 + \frac{\delta}{l_c}\cdot B_e\right) + \eta\left(\eta A_c^2 + \frac{\delta}{l_c}\cdot B_c\right) +$$
$$+ 2\left(\alpha\eta\varkappa - \frac{\delta}{l_c}\right)\left(\varkappa A_\alpha A_e + \eta A_\alpha A_c + \frac{1}{\alpha}A_e A_c\right) -$$
$$- 2\rho(\alpha\eta\varkappa A_\alpha A_\rho + \varkappa A_e A_\rho + \eta A_c A_\rho).$$

Der vorletzte Anteil vereinfacht sich noch wegen

$$\alpha\eta\varkappa - \frac{\delta}{l_c} = \quad (15)$$
$$= \begin{cases}\rho \\ \alpha\varkappa - (1-\rho)\end{cases} \text{ bei geerdeter } \begin{cases}\text{Basis} \\ \text{Emitterelektrode}\end{cases}$$

c) Frequenzentwicklung der Leitwerte

Als ω_α in Gl. (12) benützen wir die Werte von Gl. (6) bzw. Gl. (8). Die Koeffizienten A und B werden dann Funktionen von d_0/L und lassen sich danach entwickeln. Da es uns bezüglich der ω-Abhängigkeit nur auf eine erste Näherung ankommt, und da die A- und B-Glieder selbst bereits Korrekturglieder sind, nehmen wir von dieser Entwicklung nur das erste Glied, also den Grenzwert für $d_0/L \to 0$ mit, soweit bei den höheren Entwicklungsgliedern kein sehr großer Faktor steht.

α) Diffusionstransistor

$$A_e = \frac{2}{3}\left(1 + \frac{3eqN_aD_p}{i_e d_0^2}\cdot\frac{a_1 kT}{e}\right), \quad B_e = +\tfrac{8}{45}, \quad (16)$$

$$A_\rho = -\tfrac{1}{3}, \quad B_\rho = -\tfrac{7}{45}, \quad (17)$$

$$A_\alpha = +\tfrac{1}{3}, \quad B_\alpha = -\tfrac{1}{15}, \quad (18)$$

$$A_c = \frac{2}{3}\left(1 + \frac{3eqN_bD_p}{-i_c d_0}\right), \quad B_c = +\tfrac{8}{45}. \quad (19)$$

β) Drifttransistor

Wir führen die Abkürzung

$$\varepsilon = \frac{\Delta V}{2kT} = \frac{d_0}{l} \quad (20)$$

ein:

$$A_e = \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon}}\left(1 + \frac{4eqN_aD_p}{i_e l^2}\cdot\frac{a_1 kT}{e}\right), \quad B_e = \frac{1}{2\varepsilon}, \quad (21)$$

$$A_\rho = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}(-\varepsilon + 1), \quad B_\rho = \frac{1}{\varepsilon}(-\varepsilon^2 + \varepsilon + 1), \quad (22)$$

$$A_\alpha = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}(+\varepsilon - 1), \quad B_\alpha = \frac{1}{\varepsilon}(-\varepsilon^2 + 3\varepsilon - 3), \quad (23)$$

$$A_c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}\cdot\frac{1}{1 + (l/2L)^2\,e^{2\varepsilon}}\cdot \quad (24\text{a})$$
$$\cdot\left[(1 - 2\varepsilon + \tfrac{1}{2}e^{2\varepsilon}) + \frac{eqN_bD_p\,e^{2\varepsilon}}{-i_c l}\right],$$

$$B_c = \frac{1}{\varepsilon}\,\frac{-4\varepsilon^2 + 2\varepsilon + 1 + \frac{1}{2}e^{2\varepsilon}}{1 + (l/2L)^2\,e^{2\varepsilon}}. \quad (24\text{b})$$

A_c und B_c lassen sich vereinfachen. Für $\varepsilon \gg 1$ sind $|1 - 2\varepsilon| \ll \frac{1}{2}e^{2\varepsilon}$ und $|-4\varepsilon^2 + 2\varepsilon + 1| \ll \frac{1}{2}e^{2\varepsilon}$. Wenn obendrein d_0/L so klein ist, daß trotz $\varepsilon \gg 1$ die Exponentialfunktion im Nenner vernachlässigbar ist — und auf diesen idealisierten Fall wollen wir uns hier beschränken — wird:

$$A_c = \frac{e^{2\varepsilon}}{2\sqrt{\varepsilon}}\left(1 + \frac{2eqN_bD_p}{-i_c l}\right), \quad B_c = \frac{e^{2\varepsilon}}{2\varepsilon}. \quad (24\text{c, d})$$

γ) Ersatzschaltbild

Das Ersatzschaltbild von Abb. 2 in [I][5] läßt sich so erweitern, daß es bis zu den quadratischen Gliedern mit der Entwicklung (12) übereinstimmt (Abb. 1). Die zusätzlichen Schaltelemente in Abb. 1 stehen dann mit den A und B in folgenden Beziehungen:

$$C'_e = A_e l_e, \quad l'_e = \frac{2A_e^2 l_e}{B_e},$$

$$C'_c = (A_c - \rho A_\rho)\,l_c, \quad l'_c = \frac{2(A_c - \rho A_\rho)\,l_c}{B_c - \rho B_\rho},$$

$$C'_\rho = A_\rho l_\rho + l_\rho\sqrt{\frac{-B_\rho}{2}}, \quad L'_\rho = \frac{1}{l_\rho}\sqrt{\frac{-B_\rho}{2}},$$

$$L'_\alpha = l_\alpha\sqrt{\frac{A_\alpha^2 + B_\alpha}{2}}, \quad C'_\alpha = -A_\alpha l_\alpha + l_\alpha\sqrt{\frac{A_\alpha^2 + B_\alpha}{2}}.$$

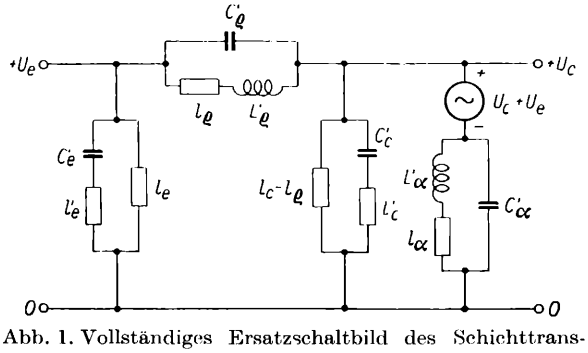


Abb. 1. Vollständiges Ersatzschaltbild des Schichttransistors.

Dabei haben wir noch den Stromgenerator von Abb. 2 in [I] in einen Spannungsgenerator umgewandelt.

Hätten wir uns auf ein Ersatzschaltbild erster Näherung beschränkt, so hätten wir l'_e, l'_c, L'_ρ und C'_α weglassen können.

[4] Da von jetzt an alle auftretenden Größen frequenzunabhängig sind, lassen wir den Index „0" in diesem Abschnitt weg.

[5] An Stelle von l_c müßte dort $l_c - l_\rho$ stehen.

δ) Die echten Kapazitäten

Das Verhältnis der in A_e und A_c eingehenden echten Kapazitäten zu den scheinbaren Kapazitäten ist durch die jeweiligen zweiten Glieder in den betreffenden Klammerausdrücken gegeben. Wählt man als i, q, N, a_1 usw. für den Diffusionstransistor typische Werte[6], etwa $i/q = 5\,\mathrm{mA/mm^2}$, $N = 10^{15}\,\mathrm{cm^{-3}}$, $a_1 = 10^{-4}\,\mathrm{cm\,V^{-1}}$, $d_0 = 5\cdot 10^{-3}\,\mathrm{cm}$, so wird $C_e = 160\,\mathrm{pF/mm^2}$ und das Kapazitätsverhältnis am Emitter etwa $4\cdot 10^{-3}$; C_e ist also vernachlässigbar, solange nicht i_e/q oder d_0 wesentlich kleinere Werte annehmen oder N einen wesentlich größeren Wert annimmt.

Beim Drifttransistor ist N_a wesentlich größer ($\approx 10^{17}\,\mathrm{cm^{-3}}$), d_0 meist kleiner, und es tritt außerdem ein Faktor $\frac{4}{3}\varepsilon^2$ hinzu, der mit $\varepsilon = 4$ etwa 21 beträgt. Andererseits nimmt a_1 mit steigendem N_a automatisch ab, jedoch langsamer als N_a zunimmt. Um die durch das Driftfeld bedingte Verbesserung von ω_α wirklich ausnützen zu können, wird man daher mit möglichst geringen Querschnitten, d. h. hohen Stromdichten, arbeiten und a_1 durch eine geeignete Störstellenverteilung im Randschichtinnern möglichst niedrig halten müssen. Darauf gehen wir in Teil III näher ein.

Das Kapazitätsverhältnis am Collector ergibt beim Diffusionstransistor mit den Standardwerten etwa 8. Beim Drifttransistor tritt ein Faktor $\frac{2}{3}\varepsilon(\approx\frac{8}{3})$ hinzu. Von b_1 hängt das Verhältnis nicht ab, weil sowohl Kapazität als auch ohmscher Leitwert proportional zu b_1 sind. Eine Verringerung ist daher außer durch Vergrößerung der Stromdichte nur durch Verringerung von N_b möglich, was jedoch durch die endliche Bandbreite des Halbleiters nach unten begrenzt ist, und bei Germanium bei 17° C nicht unter etwa $5\cdot 10^{13}\,\mathrm{cm^{-3}}$ führen darf. Bei Halbleitern mit höherem Bandabstand, und dort insbesondere bei Leistungstransistoren mit hohen Stromdichten und relativ dicker Basis, kann das Kapazitätsverhältnis am Collector jedoch klein gegen Eins gemacht werden.

Angesichts dieser Vielfalt von Möglichkeiten werden wir bei der Berechnung der praktischen Grenzfrequenz nur die Grenzfälle vernachlässigbarer und dominierender echter Kapazitäten behandeln. Im zweiten Falle interessiert noch das Verhältnis $A_e : A_c$ beim Drifttransistor. Nach kurzer Rechnung folgt:

$$A_e : A_c \to \frac{C_e}{l_e} : \frac{C_c}{l_c} = a_1 F, \tag{25}$$

was in der Praxis stets klein gegen Eins sein wird.

d) Die Grenzfrequenz bei ohmscher Anpassung (Spezialfälle)

Der vierzehngliedrige Ausdruck (14) für die Grenzfrequenz hängt von vier Größen ab: Von den festliegenden Transistorkonstanten α und ρ und von den frei wählbaren Anpassungsgrößen η und $\varkappa$. Da der größte Teil der 14 Glieder nicht generell vernachlässigt werden kann, sondern nur von Fall zu Fall, werden wir Gl. (14) nicht allgemein diskutieren, sondern uns auf einige wichtige Grenzfälle beschränken.

α) $L_G \ll l_e$; $L_L \ll l_c$; $1-\alpha$, $1-\rho \ll 1$; geerdete Basis

Dieser Fall liegt z. B. vor, wenn man bei einem Transistor mit sehr nahe bei Eins liegendem α und ρ bei geerdeter Basis so anpaßt, daß Γ_0 ein Maximum wird. Dann ist nämlich

$$\eta = \varkappa = \frac{1}{\alpha}\left(1+\sqrt{1-\alpha\rho}\right) \approx 1,$$

$$\delta/l_c = \alpha\eta\varkappa - \rho \ll 1. \tag{26}$$

Im Grenzfall können wir in erster Näherung $\eta = \varkappa = \alpha = \rho = 1$ setzen. Die B-Glieder in Gl. (14) sind dann vernachlässigbar; die A-Glieder ergeben zusammengefaßt

$$(A_e - A_\rho + A_\alpha + A_c)^2. \tag{27}$$

Diffusionstransistor: Bei vernachlässigbarem C_c (C_e ist ohnehin klein) erhält die Klammer nach Gl. (16) bis (19) den Wert Zwei:

$$\omega_G = \tfrac{1}{2}\omega_\alpha(\alpha\eta\varkappa - \rho) \ll \tfrac{1}{2}\omega_\alpha; \tag{28a}$$

bei dominierender Kapazität:

$$\omega_G = l_c(\alpha\eta\varkappa - \rho)/C_c \ll l_c/C_c. \tag{28b}$$

Die kritische Kapazität liegt bei einem Verhältnis von echter zu scheinbarer Kapazität wie Drei zu Eins.

Drifttransistor: Wegen Gl. (24) und (25) ist A_c in jedem Falle das dominierende Glied; in den Grenzfällen wird

$$\omega_G = \begin{cases} 2\sqrt{\varepsilon}\cdot e^{-2\varepsilon}\,\omega_0(\alpha\eta\varkappa - \rho), & (29a) \\ l_c(\alpha\eta\varkappa - \rho)/C_c. & (29b) \end{cases}$$

Das kritische Kapazitätsverhältnis ist $= e^{2\varepsilon} \gg 1$; die echte Collectorkapazität stört also relativ wenig.

β) $L_G \ll l_e$; $L_L \gg l_c$; $1-\alpha \ll 1$; geerdeter Emitter

Schaltet man bei geerdetem Emitter mehrere Transistoren ohne Zwischenübertrager als Kaskade, so entspricht das einer Anpassung mit $L_G \ll l_e$ und $L_L \gg l_c$[7]. Wenn ρ merklich von Eins verschieden ist, α aber dicht bei Eins liegt, ist das auch in der Optimalanpassung bei geerdetem Emitter der Fall, denn dann ist:

$$\eta = \frac{1}{\alpha}\left(1+\sqrt{1-\alpha}\cdot\sqrt{1-\alpha\rho}\right) \approx 1,$$
$$\varkappa = \frac{1}{\alpha}\left(1+\frac{\sqrt{1-\alpha\rho}}{\sqrt{1-\alpha}}\right) \gg 1. \tag{30}$$

Im Grenzfall tragen nur die in $\varkappa$ quadratischen Glieder zur rechten Seite von Gl. (14) merklich bei,

[6] Wir bezeichnen diese Werte künftig als Standardwerte.

[7] Genau genommen sind bei der Kaskadenschaltung L_G und L_L stets frequenzabhängig, doch wollen wir dieses nicht berücksichtigen.

und wir können überdies $\eta = \alpha \approx 1$ setzen. Die B-Glieder fallen wieder weg und der Rest gibt zusammengefaßt

$$(A_\alpha + A_e)^2. \tag{31}$$

A_c und damit C_c treten nicht mehr auf; δ/l_c wird zu

$$\delta/l_c = \alpha(\eta - 1)\varkappa + (1-\rho). \tag{32}$$

Diffusionstransistor: $A_\alpha + A_e = 1$,

$$\omega = \omega_\alpha[\alpha(\eta - 1)\varkappa + (1-\rho)]. \tag{33}$$

Drifttransistor:

$$\omega = \begin{cases} \omega_\alpha \cdot \dfrac{\alpha(\eta-1)\varkappa + (1-\rho)}{\sqrt{\varepsilon}\,(1-1/2\varepsilon)} & (34\,a) \\ \approx \dfrac{\omega_\alpha}{\sqrt{\varepsilon}}[\alpha(\eta-1)\varkappa + (1-\rho)], & \\ \dfrac{l_e}{C_e}[\alpha(\eta-1)\varkappa + (1-\rho)]. & (34\,b) \end{cases}$$

Kritisches Kapazitätsverhältnis am Emitter $= 2\varepsilon \gg 1$.

$\gamma)$ $L_G \ll l_e$; $L_L \gg l_c$; geerdete Basis

Wegen des hohen $l_e : l_c$-Verhältnisses paßt man auch bei geerdeter Basis gern $L_G \ll l_e$, $L_L \gg l_c$ an. Läßt man wieder α und $\eta \to 1$ gehen und $\varkappa$ sehr groß werden, so wird $\delta/l_c \to \varkappa$ und die in Gl. (14) rechts übrigbleibenden Glieder lauten

$$(A_\alpha^2 + B_\alpha + A_e^2 + B_e). \tag{35}$$

Der in der Klammer stehende Ausdruck ist gerade der, den man auch bei der Entwicklung von $|\alpha|^2$ erhält, also folgt das für diese Anpassungsbedingungen bereits bekannte Ergebnis:

$$\omega_G = \begin{cases} \omega_\alpha & (36\,a) \\ l_e/C_e. & (36\,b) \end{cases}$$

Kritisches Kapazitätsverhältnis $= 2$.
Numerisch ergibt sich aus Gl. (35) ein von ω_α etwas verschiedener Wert, der aber keine reale Bedeutung hat, da unsere Reihenentwicklung nur für $\omega_G \ll \omega_\alpha$ korrekt ist.

3. Der Basiswiderstand

a) Allgemeines

Bisher wurde stillschweigend vorausgesetzt, daß die von außen angelegten Spannungen in voller Höhe an den Randschichten liegen. Es ist jedoch der merkliche ohmsche Spannungsabfall

$$U_B = (I_e + I_c)\,R \tag{37}$$

des parallel zu den Randschichten durch die dünne Basisschicht hindurch abfließenden Elektronenstroms $I_B = I_e + I_c$ von der Emitterspannung abzuziehen (R=Strömungswiderstand in der Basisschicht). Weitere Korrekturen sind dagegen vernachlässigbar. Die Vierpolmatrix geht dann über in

$$l_e^* = l_e/\Delta\,, \quad l_\rho^* = [l_\rho + R(l_e l_c - l_\alpha l_\rho)]/\Delta\,, \tag{38a, b}$$

$$l_\alpha^* = l_\alpha/\Delta\,, \quad l_c^* = [l_c + R(l_e l_c - l_\alpha l_\rho)]/\Delta\,, \tag{38c, d}$$

$$1/\Delta = 1 + R(l_e - l_\alpha) = 1 + Rl_e(1-\alpha). \tag{39}$$

Von den Leitwertsverhältnissen bleibt hierdurch α unverändert, während $l_e : l_c$ und $1-\rho$ etwas abnehmen. Wenn

$$Rl_e \ll \rho_0/(1 - \alpha_0\rho_0) \tag{40a}$$

ist, kann der Einfluß des Basiswiderstandes auf das Gleichstromverhalten vernachlässigt werden.

b) Frequenzverhalten

Der Einfluß des Basiswiderstandes auf die Grenzfrequenz wurde bereits von mehreren Autoren diskutiert [2], [5], [6].

In unserem allgemeinen Schema ergibt sich die Frequenzabhängigkeit aus der Frequenzentwicklung von Gl. (38) und (39). Da die dort eingehenden Größen $l_e - l_\alpha$ und $l_e l_c - l_\alpha l_\rho$ kleine Differenzen relativ großer Zahlen sind, sind sie sehr stark frequenzabhängig; bei l_e und l_α, wo die Verhältnisse am einfachsten liegen, wird

$$A_e^* = A_e - A_\Delta\,, \quad B_e^* = B_e - B_\Delta + 2A_eA_\Delta - 2A_\Delta^2\,,$$
$$A_\alpha^* = A_\alpha + A_\Delta\,, \quad B_\alpha^* = B_\alpha + B_\Delta - 2A_\alpha A_\Delta\,,$$

wobei

$$A_\Delta = (A_e + \alpha A_\alpha)\cdot Rl_e/\Delta\,,$$
$$B_\Delta = [B_e + \alpha(A_\alpha^2 + B_\alpha)]\cdot Rl_e/\Delta\,.$$

Zu den bisherigen Entwicklungskoeffizienten, die sonst die Größenordnung Eins haben, treten also Glieder der Größenordnung Rl_e/Δ und $(Rl_e/\Delta)^2$ hinzu.

In den obigen Beispielen hatten wir den Grenzfall hochohmiger Emitteranpassung ($\eta = 1$) behandelt. Im Beispiel α) ändert sich dann die Grenzfrequenz nur wenig (zum Teil dadurch, daß $1-\rho$ kleiner wird), während bei β) und γ) die Zusatzglieder ganz herausfallen und ω_G unverändert bleibt. Dieses Ergebnis ist bekannt [5].

In der Praxis ist nie exakt $\eta = 1$. Dadurch bleiben Zusatzglieder der Größenordnung $(1 - 1/\eta)\cdot Rl_e/\Delta$ übrig, die die Grenzfrequenz herabsetzen.

Man kann dann die Fälle hohen und niedrigen Basiswiderstandes unterscheiden und kritische Grenzen für R angeben, die nicht überschritten werden sollen. In allen Fällen vernachlässigbar ist R nur, wenn

$$Rl_e \ll \rho_0 \tag{40b}$$

ist, eine Bedingung, die viel schärfer als (40a) ist. Da diese Dinge genau analog der Berücksichtigung der echten Kapazitäten sind, und da der Einfluß von R in der Literatur ohnehin mehrfach behandelt wird, verzichten wir auf eine weitere Diskussion.

c) Die Größe von R

Für den Diffusionstransistor hat EARLY bei verschiedenen Geometrien ausführliche quantitative

Abschätzungen für R gegeben, indem er die Basis als dünne Schicht mit einem spezifischen Flächenwiderstand

$$w = \frac{1}{e b_n N d_0} = \frac{\Omega}{d_0} \quad (\Omega = \text{spez. Volumwiderstand}) \tag{41a}$$

behandelt.

Bei quadratischem Querschnitt mit einseitigem Abgriff ist dann gerade

$$R \approx w . \tag{42}$$

Bei einem spezifischen Widerstand des Basismaterials von 1 Ω cm und $d_0 = 50\ \mu$ wird $R = 200$ und $R l_e = R i_e/(kT/e) = 8$ für $i = 1$ mA.

Beim Drifttransistor ist mit einem Flächenwiderstand

$$w = \frac{1}{e b_n N_a d_0} \cdot \frac{\Delta V}{kT} \tag{41b}$$

zu rechnen, das ist ein um den Faktor $\frac{\Delta V}{kT} \cdot \frac{N}{N_a} \ll 1$ kleinerer Wert. Auch bezüglich R ist der Drifttransistor also besser als der Diffusionstransistor.

EARLY hat ferner darauf hingewiesen, daß außer der durch Gl. (37) gegebenen Korrektur eine weitere Korrektur daherrührt, daß infolge der Dickenschwankungen der Collectorrandschicht R selbst schwankt und dadurch der von der Gleichstromkomponente des Basisstroms herrührende Spannungsabfall eine weitere Wechselspannung

$$\mu_{Bc} U_c \, e^{i\omega t} = (i_e + i_c) \frac{dR}{d(d_0)} \cdot b_1 U_c \, e^{i\omega t}$$

erzeugt. Dieser Effekt tritt beim Drifttransistor nicht auf, da dort die gesamte Querleitung auf der Emitterseite stattfindet.

4. Diskussion

a) Verstärkungsgrad und Grenzfrequenz

In den beiden ersten Grenzfällen in Abschnitt 2 ergaben sich Grenzfrequenzen wesentlich unterhalb ω_α, die obendrein sehr empfindlich von einer Veränderung von L_L und L_G abhängen, weil dort der Faktor δ/l_c eine kleine Differenz relativ großer Zahlen ist und somit stark von η und $\varkappa$ abhängt. Da δ auch in Γ eingeht, besteht für diese Grenzfälle eine enge Beziehung zwischen ω_G und Γ. Für kleine Änderungen in der Anpassung, d. h. für $\Delta L/L \ll 1$ ist

$$\omega_G^2 \Gamma = \text{const.} \tag{43}$$

Ähnliches gilt bezüglich der Abhängigkeit von ρ. Damit δ/l_c eine kleine Differenz großer Zahlen wird, muß $\rho \approx 1$ sein. Wie wir im Teil III sehen werden, sinkt ρ merklich unter Eins ab, wenn der Emitter kleiner ist als der Collector (legierte Transistoren). Dann steigt δ/l_c und damit ω_G an, während Γ abfällt, wobei wieder Gl. (43) gilt.

Die Abhängigkeit von α ist komplizierter. Im Fall α) nimmt ω_G mit steigendem α etwas zu. Anders im zweiten Fall; mit Gl. (13) wird hier

$$\delta/l_c = [L_G/l_e + (1 - \alpha)]\,\varkappa + (1 - \rho) . \tag{44}$$

Daher nimmt ω_G mit steigendem α unter Umständen stark ab. PRITCHARD [4] hat diesen Fall ausführlich behandelt. Auch hier gilt Gl. (43).

Die Abhängigkeit von L und von α wird stark verringert, wenn ρ erheblich unter Eins absinkt.

Im dritten Grenzfall wird ω_G unabhängig von den Anpassungswerten und von α und ρ, während Γ mit zunehmender Fehlanpassung weiter abnimmt.

Ein Vergleich zwischen β) und γ), d. h. zwischen Emitter- und Basisschaltung, zeigt, daß wegen Gl. (11) δ/l_c und damit ω_G in der Basisschaltung wesentlich größer sind als in der Emitterschaltung; Γ ist entsprechend niedriger. Beim Diffusionstransistor gilt wieder Gl. (43). Beim Drifttransistor jedoch ist das Produkt $\omega_G^2 \Gamma$ bei geerdeter Basis um den Faktor ε größer als bei geerdetem Emitter. Das liegt an folgendem: Während in der Basisschaltung die Phasendrehung von α bei großem $\varkappa$ nicht in $|\delta|^2$ eingeht, ist das wegen Gl. (44) bei geerdetem Emitter anders. Wie verschiedene Autoren gezeigt haben [3], [4], [5], begrenzt hier nicht die Abnahme von $|\alpha|$, sondern die Phasendrehung die Frequenz. Beim Diffusionstransistor ist diese Phasendrehung zufällig gerade so groß, daß Gl. (43) gültig bleibt, während sie beim Drifttransistor für $\omega = \omega_\alpha$ gemäß Gl. (10) um den Faktor $\sqrt{\varepsilon}$ größer ist.

b) Der allgemeine Fall

In der Praxis werden die skizzierten Grenzfälle nur selten rein vorkommen. Man muß dann entweder dazwischen interpolieren oder die rechte Seite in Gl. (14) Glied für Glied ausrechnen; letzteres besonders für die hier nicht diskutierten Fälle mit $L_G \gtrless l_e$ sowie für kleine ρ-Werte. Man findet dann, daß von Fall zu Fall sowohl die B-Glieder als vor allem die gemischten Glieder in Gl. (14) mit merklichen Anteilen in die Grenzfrequenz eingehen, daß man also mit dem vollständigen Ersatzschaltbild von Abb. 1 rechnen muß. Daß in den beiden ersten obigen Beispielen keine Mischglieder auftraten, lag daran, daß durch geeignete Vereinbarungen über α, ρ, η und $\varkappa$ sich die betreffenden Glieder gerade zu einem vollständigen Quadrat ergänzten und so die Mischglieder beim Übergang von ω_G^2 zu ω_G wegfielen. Das gilt jedoch nicht allgemein.

In den uns bekanntgewordenen Veröffentlichungen anderer Autoren [1]···[7] über die Frequenzgrenze des Schichttransistors wird — außer bei [2] — stets nur der Einfluß eines Effektes berücksichtigt; und zwar entweder der von C_c oder die Frequenzabhängigkeit von α. Letztere trat bei uns nicht explizit auf. Wir hätten dazu in Gl. (11) l_α durch αl_e ersetzen und für $1/\alpha$ eine zu Gl. (12) ähnliche Entwicklung angeben müssen. Wir konnten uns dazu nicht entschließen, da dieses Verfahren neben vielen Nachteilen kaum Vorteile bringt. Insbesondere macht diese Umformung im allgemeinen nicht die Mitnahme der Entwicklungskoeffizienten von l_e überflüssig. Bei uns ist — wie bei HEROLD [6] — α stets eine reine Gleichstromgröße.

c) Vergleich der Transistortypen

Die ω_α-Werte der beiden Transistoren unterscheiden sich um den Faktor $\varepsilon^{3/2}$. Im dritten der oben behandelten Fälle stehen auch die praktischen Grenzfrequenzen im gleichen Verhältnis. Ganz anders erscheint es zunächst im ersten Fall zu sein. Vergleicht man hier zwei Transistoren mit gleichem η und $\varkappa$, so ist die Grenzfrequenz des Drifttransistors um den Faktor $2\varepsilon^2 e^{-2\varepsilon} \ll 1$ kleiner als die des Diffusionstransistors! Die Ursache hierfür ist der sehr hohe A_c-Wert des Drifttransistors. Dieser rührt aber nicht daher, daß die Diffusionskapazität größer ist als beim Diffusionstransistor, sondern von der viel geringeren Collectorleitfähigkeit für $\omega=0$ bei hohen τ-Werten. Dieser geringe Leitwert ermöglicht es, durch weitere Senkung von L_L unter den Optimalwert des Diffusionstransistors dessen Γ_0 noch weit zu überschreiten. Dabei nimmt aber δ so stark ab, daß die Grenzfrequenz ebenfalls abnimmt. Dem steht ein starker Gewinn an Verstärkungsgrad gegenüber. Hätte man jedoch L_L unverändert gelassen, so wäre beim Übergang zum Drifttransistor Γ immer noch über das Γ_{max} des Diffusionstransistors angestiegen, gleichzeitig wäre aber $\varkappa$ rasch angestiegen und man wäre unter Umständen in den Gültigkeitsbereich unseres dritten Beispiels gekommen, wo die prinzipielle Grenzfrequenz des Drifttransistors voll ausgenutzt wird. Da vorher $\omega_G \ll \omega_\alpha$ war, bedeutet das einen Gewinn an Grenzfrequenz um einen Faktor, der größer als $\varepsilon^{3/2}$ ist, ohne daß ein Verlust an Verstärkung dabei auftritt. Ähnliches gilt, wenn auch in schwächerem Maße, für andere Anpassungsbedingungen.

Wegen des hohen $l_e:l_c$-Verhältnisses, das bereits der Diffusionstransistor hat, wird man in der Praxis dazu neigen, das schon dort oft unbequem hohe $L_G:L_L$-Verhältnis nicht noch weiter zu erhöhen, sondern man wird es eher gleich groß beibehalten, zumal dabei Γ nicht absinkt. Wir können daher sagen, daß im allgemeinen die prinzipielle Grenzfrequenz des Drifttransistors besser ausnutzbar sein wird als die des Diffusionstransistors. Eine gewisse Ausnahme hiervon kann für die in der Praxis weniger wichtigen Fälle mit $\eta \gg 1$ auftreten. Dort wird jedoch der höhere Basiswiderstand des Diffusionstransistors merklich. Außerdem zeigen sie einen hohen Klirrfaktor.

Bei geerdetem Emitter macht die Verbesserung der Grenzfrequenz bei festem η und $\varkappa$ nicht $\varepsilon^{3/2}$, sondern nur etwa ε^1 aus. Das liegt — wie oben erwähnt — daran, daß beim Drifttransistor für $\omega \to \omega_\alpha$ die Phasendrehung um den Faktor $\sqrt{\varepsilon}$ größer ist als beim Diffusionstransistor.

All das gilt für vernachlässigbare C_e und C_c. Generell vernachlässigbar sind die echten Kapazitäten nur, wenn das Verhältnis der echten Kapazitäten zu den Diffusionskapazitäten klein gegen Eins ist. In Spezialfällen genügt es, daß sie klein gegen das betreffende kritische Kapazitätsverhältnis sind, das, wie wir sahen, oft erheblich größer als Eins ist. Bei nicht vernachlässigbaren Kapazitäten können die günstigen Eigenschaften des Drifttransistors nicht voll ausgenützt werden.

Damit kommen wir zu der Frage nach der Dimensionierung von Schichttransistoren, die in einem abschließenden Teil III der Arbeit behandelt wird.

Schrifttum

[1] WALLACE, R. L. und PIETENPOL, W. J., Bell Syst. Techn. J. **30** [1951], 530.
[2] WALLACE, R. L., SCHIMPF, L. G. und DICKTEN, E., Proc. Inst. Radio Eng. **40** [1952], 1395.
[3] STEELE, E. L., Proc. Inst. Radio Eng. **40** [1952], 1424.
[4] PRITCHARD, R. L., Proc. Inst. Radio Eng. **40** [1952] 1476.
[5] THOMAS, D. E., Proc. Inst. Radio Eng. **40** [1952], 1481.
[6] HEROLD, E. W., Vorgetragen auf der Physikertagung Innsbruck 1953, unveröffentlicht.
[7] SCHAFFNER, J. S. und SURAN, J. J., J. appl. Phys. **24** [1953], 1355.

Sonderdruck

aus

ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG

Zur Theorie des Diffusions- und des Drifttransistors

III. Dimensionierungsfragen

Von HERBERT KRÖMER*

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

(A. E. Ü. 8 [1954], 499—504; eingegangen am 24. Juli 1954)

DK 621.394.645.011:546.289

Gegenüber dem normalen Diffusionstransistor hat der Drifttransistor eine sehr hohe Emitterkapazität, aber unter Umständen eine sehr niedrige Collectorkapazität, ähnlich wie beim *p-n-i-p*- (oder *n-p-i-n*-) Transistor. Von der Elektrodengeometrie und von Oberflächeneffekten ist er weniger stark abhängig. Die zulässige Stromdichte ist begrenzt, da er bei hoher Stromdichte nur noch als Diffusionstransistor arbeitet. Es werden Maßnahmen zur Verbesserung der Emitterkapazität und des Stromdichteverhaltens genannt. Das Kennlinienfeld des Drifttransistors ist geradliniger und paralleler als das des normalen Diffusionstransistors.

As compared to the ordinary diffusion transistor the drift transistor has a very high emitter capacitance, but possibly a very low collector capacitance, similarly as in the case of the *p-n-i-p* (or *n-p-i-n*) transistor. It depends less on electrode geometry and surface effects. The admissible current density is limited since with high current densities it works only as a diffusion transistor. The paper mentions methods of improving the emitter capacitance and the behavior with respect to current density. The family of drift transistor characteristics is more of a straight and parallel character than that of the ordinary diffusion transistor.

1. Störstellenverteilung

In zwei vorausgegangenen Arbeiten[1] wurden die Eigenschaften von Schichttransistoren in Abhängigkeit von den Größen d_0 (Basisdicke), ΔV (Driftpotential) usw. theoretisch berechnet. Das eigentlich konstruktiv Gegebene sind jedoch nicht diese Größen, sondern ist die Störstellenverteilung $N(x)$, von der letzthin alle anderen Parameter abhängen, und die wir etwa durch die Größen N_a bzw. N_b (emitter- bzw. collectorseitiger Wert von N in der Basis) und durch P_e bzw. P_c (Wert im Emitter bzw. im Collector) beschreiben können. Aufgabe dieser abschließenden Arbeit soll es sein, hierfür Dimensionierungsregeln sowie Angaben über das bei bestimmter Dimensionierung Erreichbare zu geben.

a) Der maximale Potentialunterschied der Basis

Die Eigenschaften des Drifttransistors sind denen des Diffusionstransistors überlegen. Daraus ergibt sich die Frage nach dem maximal erreichbaren Wert für $\Delta V = kT \ln(N_a/N_b)$. Dieser ist durch folgende Überlegung gegeben: Einerseits soll die Störstellenkonzentration N_a an der Emitterseite der Basis noch so niedrig gegen die Störstellenkonzentration P_e des Emitters sein, daß der Emitterstrom praktisch reiner Löcherstrom ist. Im Anschluß an das im Zusammenhang mit Gl. (35) von [I] Gesagte kommen wir hierdurch zu der — größenordnungsmäßigen — Forderung $P_e/N_a \gtrapprox 50$. Die Fermienergie in der Basis muß daher um mindestens $kT \ln 50 \approx 4\,\mathrm{kT}$ mehr vom Leitungsband entfernt bleiben, als sie im Emitter vom Valenzband entfernt ist. Letzteren Abstand können wir zu mindestens 1 kT annehmen, da in Halbleitern wie Germanium die Störstellenterme stets in unmittelbarer Nähe der Bandkante liegen. Würde nämlich die Fermikante noch näher an das Valenzband heranrücken, so wäre nur noch ein Teil der Störstellen ionisiert, oder umgekehrt, man müßte dann zu extrem hohen Dotierungen übergehen, die die übrigen physikalischen Eigenschaften des Halbleiters verschlechterten. Das gibt einen Mindestabstand der Fermienergie vom Leitungsband von 5 kT.

Andererseits muß das collectorseitige Basisende noch außerhalb der Eigenleitung sein. Das gibt einen Mindestabstand der Fermienergie von 1 kT von der Bandmitte.

Für den Potentialunterschied in der Basis gilt daher Gl. (6) von [I], wenn E_B die Bandbreite des Halbleiters ist,

$$\Delta V \lessapprox \tfrac{1}{2} E_B - 6\,\mathrm{kT}; \qquad (1a)$$

bei Ge: $\Delta V \lessapprox 8\,\mathrm{kT}$.

b) Die effektive Basisdicke; Diffusionstransistor

Die in unsere bisherigen Rechnungen eingehende „effektive Basisdicke" d_0 ist nicht identisch mit der störstellenmäßigen Dicke d_{00} der Mittelschicht des Transistors. Zur Mittelschicht wollen wir dabei alles rechnen, was nicht denselben Leitungstyp wie Emitter und Collector hat, also auch einen etwaigen störstellenfreien Teil.

* Jetzt bei RCA-Laboratories Division, Princeton, N. J., U. S. A.

[1] KRÖMER, H., Zur Theorie des Diffusions- und des Drifttransistors. A. E. Ü. 8 [1954], 223—228 und 363—369. Diese beiden Arbeiten werden im folgenden mit [I] und [II] bezeichnet.

Die Ursache für den Unterschied zwischen d_0 und d_{00} liegt darin, daß ein Teil der Mittelschicht von den Raumladungsrandschichten zwischen dem Emitter bzw. dem Collector einerseits und der Basis andererseits verzehrt wird. Bezeichnen wir die Dicke der in die Mittelschicht hineinragenden Randschichtanteile mit d_e und d_c, so ist dann

$$d_0 = d_{00} - (d_e + d_c)\,. \tag{2}$$

Am einfachsten liegen die Verhältnisse bei einem Diffusionstransistor, bei dem die Störstellenkonzentration in der gesamten Mittelschicht konstant gleich N_0 ist und am Rande abrupt auf den Emitter- bzw. Collector-Wert P_e bzw. P_c springt. Dann ergibt die Theorie für d_e und d_c

$$d = \sqrt{\frac{\varepsilon}{2\pi e}\frac{P}{N(N+P)}(V_D - V)} \xrightarrow[P \gg N]{} \sqrt{\frac{\varepsilon}{2\pi e N}(V_D - V)}\,, \tag{3}$$

wobei ε die DK des Halbleiters ($= 16$ bei Ge) und

$$V_D = \frac{kT}{e}\ln(NP/n_i^2) < \frac{1}{e}E_B$$

die sogenannte Diffusionsspannung des p-n-Übergangs ist. Wegen der Vorzeichen- und Größenverhältnisse von V_e und V_c ist stets $d_e \ll d_c$, und wir wollen daher d_e im folgenden vernachlässigen, denn diese Beziehung gilt ganz generell. Aus Gl. (2) und (3) folgt dann in unserem Beispiel für $-V_c \gg V_D$ und $P \gg N$:

$$d_0 = d_{00} - \sqrt{\frac{\varepsilon}{2\pi e N}(-V_c)}\,. \tag{4}$$

Infolge der Spannungsabhängigkeit von d_e und d_c ist auch d_0 spannungsabhängig, und zwar gilt für die in [I] eingeführten Größen a_1 und b_1:

$$a_1 = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}V_e}(d_e), \quad b_1 = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}V_c}(d_c). \tag{5a,b}$$

Setzt man Gl. (3) ein, so wird

$$a_1; b_1 = \left[\frac{8\pi e}{\varepsilon}\frac{N(N+P)}{P}(V_D - V)\right]^{-1/2} \xrightarrow[P \gg N]{} \left[\frac{8\pi e N}{\varepsilon}(V_D - V)\right]^{-1/2}. \tag{6a}$$

Wenn die p-n-Übergänge nicht abrupt sind, ergeben sich im allgemeinen größere d_e- und d_c-Werte, aber niedrigere a_1- und b_1-Werte, also niedrigere Kapazitäten. Von besonderem Interesse ist hierbei der Spezialfall, daß zwischen der n- und der p-leitenden Schicht eine völlig störstellen- und damit raumladungsfreie Zwischenschicht der Dicke l_0 eingebaut ist. Dann ergibt die Theorie die Werte ($P \gg N$ angenommen):

$$\begin{aligned} a_1^*; b_1^* &= [(4\pi e N l_0/\varepsilon)^2 + 8\pi e N(V_D - V)/\varepsilon]^{-1/2} \\ &= [(4\pi e N l_0/\varepsilon)^2 + 1/a_1^2; b_1^2]^{-1/2}. \end{aligned} \tag{6b}$$

Rechnet man beispielsweise mit $N = 10^{17}\,\mathrm{cm}^{-3}$ und $V_D - V_e = 0{,}3$ V, so wird ohne Zwischenschicht $a_1 = 1{,}2 \cdot 10^{-5}\,\mathrm{cm\,V}^{-1}$, mit einer Zwischenschicht von $l_0 = 10^{-4}$ cm jedoch nur etwa $1{,}1 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{cm\,V}^{-1}$. Bereits mit sehr dünnen Zwischenschichten kann man also die Randschichtkapazitäten erheblich herabsetzen.

EARLY hat in einer soeben erschienenen dritten Arbeit [6] darauf hingewiesen, daß man diese Zwischenschicht auf der Collectorseite so dick wählen kann, daß sie einen großen Teil der gesamten Mittelschichtdicke (d_{00}) beträgt. Infolge des dadurch stark verkleinerten b_1 ist es möglich, mit viel geringeren effektiven Basisdicken (d_0) und viel höheren Störstellenkonzentrationen N_0 in der Basis zu arbeiten und so ohne Verschlechterung der sonstigen Eigenschaften eine viel höhere Frequenzgrenze zu erreichen. EARLY bezeichnet diese Struktur als p-n-i-p- oder n-p-i-n-Transistor (i von „intrinsic").

c) Der Emitter des Drifttransistors

Obwohl die Störstellendichte $N(x)$ hier nicht konstant ist, gelten Gl. (6a) und (6b) für a_1 (nicht b_1!) auch beim Drifttransistor, wenn man N_0 durch N_a ersetzt, weil die Emitterrandschicht so dünn ist, daß man die Veränderung von $N(x)$ in ihrem Innern vernachlässigen kann.

In [II] sahen wir, daß es beim Drifttransistor erwünscht ist, ein möglichst niedriges a_1 zu erzeugen, da dort N_a sehr groß ist. Dasselbe gilt — wie man sofort sieht — auch für den EARLYschen Vierschichttransistor. Mit zwischenschichtfreien Emitterrandschichten läßt sich diese Forderung im allgemeinen nicht erfüllen, doch genügen gemäß obigem Beispiel bereits sehr dünne Zwischenschichten.

Die Kapazitätsschwierigkeit am Emitter existiert nur bei Drifttransistoren, die aus einem einheitlichen Halbleiter aufgebaut sind, und deren Basisfeld genau wie die Aufteilung in drei Zonen durch ungleichmäßige Dotierung hervorgerufen wird. Man könnte diese Schwierigkeit jedoch — mindestens theoretisch — durch Verwendung mehrerer verschiedener Halbleiter vermeiden.

Außer durch inhomogene Dotierung eines homogenen Halbleiters läßt sich ein Driftfeld auch dadurch erzeugen, daß man die Breite des verbotenen Bandes selbst ändert, indem man die Basiszone aus einem nichtstöchiometrischen Mischkristall verschiedener Halbleiter mit verschiedenen Bandabständen (z.B. Ge-Si) herstellt, dessen Zusammensetzung sich innerhalb der Basis stetig ändert. Bei nicht zu hoher Dotierung bleiben dann die Emitterkapazitäten klein, obwohl selbst dann, wenn diese Dotierung konstant ist, ein Driftpotential von

$$\Delta V \approx E_{B,E} - E_{B,C} \tag{1b}$$

erzeugbar wäre. Mit Ge-Si gäbe das etwa 0,4 eV = 16 kT.

Eine Variante dieses Verfahrens besteht darin, zwar in der Basiszone den homogenen Halbleiter mit inhomogener Dotierung beizubehalten, für die Emitterzone jedoch einen Halbleiter mit wesentlich größerem Bandabstand zu wählen[2]. Dann ist es nämlich möglich, die Störstellenkonzentration P_e im Emitter weit unter N_a zu senken, ohne daß der Wirkungsgrad des Emitters abnimmt. Dadurch nehmen aber gemäß Gl. (6a) auch die echten Kapazitäten ab, und unter Umständen kann ΔV noch über die

[2] Den Hinweis hierauf verdanke ich Herrn A. HÄHNLEIN; siehe hierzu auch LEHOVEC [3].

durch Gl. (1a) gegebene Grenze hinweg erhöht werden. Natürlich kann man auch b_1 auf diese Weise verkleinern.

Wir behandeln diese Möglichkeiten in vorliegender Arbeit nicht näher, da über die physikalischen und technologischen Eigenschaften von Halbleiter-Mischphasen außer einer Arbeit von BUSCH und WINKLER [5] noch keine hierzu brauchbaren Untersuchungen vorliegen.

d) Der Collector des Drifttransistors

Um ein möglichst hohes Driftgefälle zu erhalten, wird man automatisch bestrebt sein, die Störstellenkonzentration am collectorseitigen Ende möglichst niedrig zu halten. Das hat zwei Konsequenzen:

Einmal wird deshalb die Collectorrandschicht so dick, daß man die Veränderung von $N(x)$ innerhalb der Randschicht nicht mehr vernachlässigen darf. Zum anderen ist die Raumladungsdichte in der Randschicht sehr gering und wird um so geringer, je tiefer man, von der Basisseite her kommend, in die Randschicht eindringt. Wenn also die störstellenmäßige Dicke d_{00} der Mittelschicht hinreichend groß ist[3], erhält man hier ähnlich wie beim *p-n-i-p*-Transistor eine streckenweise praktisch raumladungsfreie Randschicht mit ähnlichen Konsequenzen wie dort.

Während aber beim *p-n-i-p*- (oder *n-p-i-n*-) Transistor die eigenleitende Zwischenschicht eine zusätzliche Komplikation darstellt, ergibt sich die raumladungsarme Randschicht beim Drifttransistor und ist dessen automatische Eigenschaft[4].

Die quantitative Berechnung von d_c führt beim Drifttransistor auf eine nicht geschlossen auflösbare transzendente Gleichung; wenn jedoch d_{00} so groß ist, daß $d_c \gg d_0$ ist, ergibt sich für große $|V_c|$ und große P_c der Ausdruck

$$d_c = d_{00} + \frac{kT}{eF} \ln\left[\frac{\varepsilon}{4\pi e N_a d_{00}} \frac{eF}{kT}(-V_c)\right], \quad (7a)$$

wobei F die Driftfeldstärke ist. Daraus folgt

$$b_1 = \frac{kT}{eF}\frac{1}{-V_c} = \frac{kT}{\Delta V}\frac{d_0}{|V_c|}. \quad (7b)$$

Mit $\Delta V = 8\,\mathrm{kT}$, $d_0 = 10^{-3}\,\mathrm{cm}$ und $V_c = -10\,\mathrm{V}$ wird $b_1 = 1{,}2 \cdot 10^{-5}\,\mathrm{cm\,V^{-1}}$. Dieser Wert hat trotz der niedrigen Störstellenkonzentration bei $x=b$ dieselbe Größenordnung wie das b_1 von „normalen" Diffusionstransistoren ohne i-Schicht. Er ist allerdings wesentlich höher als bei Vierschicht-Diffusionstransistoren. Da jedoch die Kapazität proportional zu $N_b \cdot b_1$ ist und N_b sehr niedrig ist, ergeben sich trotzdem ähnlich niedrige Kapazitäten wie bei letzteren. Insbesondere aber nimmt b_1 bei sehr geringem d_0 proportional zu d_0 ab.

Natürlich kann man d_{00} nicht beliebig groß werden lassen, da dann bei festem V_c die Laufzeit der Ladungsträger durch die Collectorrandschicht hindurch schließlich nicht mehr vernachlässigbar bleibt, es sei denn, man erhöhte gleichzeitig $|V_c|$. Vielmehr muß stets die Forderung

$$\frac{d_{00}^2}{|eV_c|} \ll \frac{d_0^2}{\Delta V} = \frac{d_0}{eF} \quad (8a)$$

erfüllt bleiben. Entsprechendes gilt beim *p-n-i-p*-(*n-p-i-n*-) Transistor; hier gilt statt Gl. (8a):

$$\frac{d_{00}^2}{|eV_c|} \ll \frac{d_0^2}{2\,\mathrm{kT}}. \quad (8b)$$

Das maximale d_{00} bzw. das minimale d_0 ist also eine Frage der Collectorspannung, bei der der Transistor arbeiten soll. Umgekehrt gibt Gl. (8) die untere Grenze für $|V_c|$ an, bis zu der das Frequenzverhalten des Transistors ungestört bleibt. Gl. (8a) ist gleichzeitig die Bedingung für die Gültigkeit von Gl. (7).

Wir hatten in [I] und [II] die elektrischen Eigenschaften eines Drifttransistors durch die Größen ΔV und d_0 beschrieben, da diese Größen der *phänomenologischen* Beschreibung gut angepaßt sind. Aus den Ausführungen dieses Abschnittes ergibt sich, daß für die *konstruktive* Beschreibung die Größe d_{00} und die Driftfeldstärke F angebrachter sind. So entspricht den Werten $\Delta V = 8\,\mathrm{kT}$ und $d_0 = 10^{-3}\,\mathrm{cm}$ ein F von 200 $\mathrm{Vcm^{-1}}$, was einen Begriff von den Größenordnungen gibt. Konstruktiv wird d_0 weniger durch d_{00} als vielmehr durch N_a und F bestimmt.

2. Geometrie

Wir haben bisher allein den Fall ideal eindimensionaler Geometrie behandelt, wo Emitter und Collector gleich groß sind und einander parallel gegenüberstehen („gezogener Transistor", Abb. 1a). Bei der Mehrzahl der in der Praxis hergestellten Typen steht jedoch ein kleinerer Emitter gewöhnlich einem größeren Collector gegenüber, die Grenzflächen sind gekrümmt, und es existiert ein totes Volumen in der Basisschicht („legierter Transistor", Abb. 1b). Außerdem findet die Rekombination auch an der Oberfläche statt, während wir stets mit reiner Volumenrekombination gerechnet hatten.

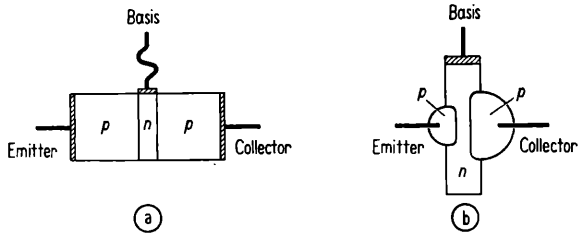


Abb. 1. (a) Gezogener Transistor, (b) legierter Transistor.

[3] Das Bestreben, d_{00} (nicht d_0!) möglichst groß zu halten, besteht ohnehin, da man bemüht sein wird, die mit abnehmendem d_{00} rasch zunehmenden technologischen Herstellungsschwierigkeiten zu vermeiden.

[4] Auf technische Realisierungsmöglichkeiten eingehend, schlägt EARLY vor, die Aufteilung der Mittelschicht in einen hochdotierten und einen eigenleitenden Teil durch Eindiffundierenlassen von Störstellen in eine ganz oder nahezu eigenleitende Halbleiterscheibe vorzunehmen. Es ist offenbar, daß dieses — vom Verfasser zur Herstellung von Drifttransistoren vorgeschlagene [I, 5] — Verfahren wegen des räumlichen Abklingens der Störstellen tatsächlich nicht zu einem eigentlichen *p-n-i-p*- (oder *n-p-i-n*-)Diffusionstransistor führt, sondern zu einem normalen Drifttranssistor mit seinen davon wesentlich verschiedenen Eigenschaften. Man ersieht daraus die innere Verwandtschaft der beiden Strukturen.

Für den Diffusionstransistor haben MOORE und PANKOVE [II, 6], [7] dies kürzlich sehr ausführlich untersucht. Sie finden dabei, daß in der Praxis die Oberflächenrekombination bei weitem dominiert. Das hat zwei Folgen: Erstens haben Diffusionstransistoren ein merklich kleineres α und damit nicht so gute Eigenschaften, wie es nach der Theorie und nach den gemessenen Volumlebensdauern der Fall sein sollte. Zweitens sind Eigenschaften der Transistoren sehr stark von der Oberflächenbeschaffenheit, also z.B. von der Art der Ätzbehandlung bei der Herstellung abhängig. Für weitere Einzelheiten sei auf die genannte Arbeit verwiesen.

Beim Drifttransistor bleiben die Injektionsströme durch das Driftfeld stark gebündelt, besonders, wenn das Driftfeld auch an den Rändern des Emitters senkrecht zur Oberfläche der Halbleiterscheibe und nicht senkrecht zur Emitter-Basis-Grenzfläche gerichtet ist (Abb. 2). Eine merkliche Diffusion zur Oberfläche und damit eine merkliche Oberflächenrekombination mit ihren ungünstigen Folgen sollten daher nicht auftreten, zumal bei gekrümmten Grenzflächen die Stromdichte gegen den Emitterrand hin abfällt. Außerdem bleibt unsere eindimensionale Rechnung im wesentlichen gültig, da man sich gegebenenfalls den Transistor aus mehreren Teilen mit verschiedenen Basisdicken zusammengesetzt denken kann, wo für jeden Teil für sich die eindimensionale Rechnung gültig ist.

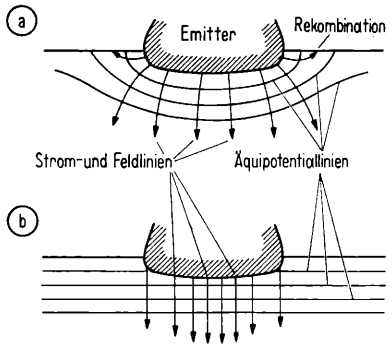


Abb. 2. (a) Ungünstiger und (b) günstiger Verlauf der Feldlinien bei einem Drifttransistor mit gekrümmter Emitter-Basis-Grenzfläche.

3. Zulässige Stromdichten

a) Allgemeines

Wir hatten für den Transport des Löcherstromes durch die Basis Gl. (9) von [I] benutzt, wobei F die von der inhomogenen Störstellenkonzentration herrührende Feldstärke ist. Wenn durch sehr starke Injektion vom Emitter her die Löcherdichte p bis in die Größenordnung von N ansteigt, treten Raumladungseffekte und damit zusätzliche Felder auf, so daß für die dann tatsächlich herrschende Feldstärke ein Wert $F^* + F$ einzusetzen ist.

Um dieses näher zu untersuchen, eliminieren wir F^* aus Gl. (9) von [I] und aus der analogen Gleichung für die Elektronen,

$$j_n = b_n(eF^*n + kT \operatorname{grad} p).$$

Dabei ergibt sich wegen der Neutralitätsbedingung $n = p + N = p + N_a\, e^{-\frac{eF}{kT}(x-a_0)}$:

$$j_p = b_p\left(\frac{N}{N+p}eFp - \frac{N+2p}{N+p}kT \operatorname{grad} p\right) + \frac{p}{N+p}\frac{b_p}{b_n}j_n. \tag{9}$$

Nun ist bei hinreichend hochdotiertem Collector j_n in der Basis praktisch vernachlässigbar; wir setzen daher $j_n = 0$. Dann bedeutet Gl. (9) anschaulich, daß wir so rechnen können, als würde die Feldstärke zwar F betragen, aber als wären die Beweglichkeit b_p und die Diffusionskonstante D_p konzentrationsabhängig[5] gemäß

$$b_p \to \frac{N}{N+p}b_p \to \begin{cases}(1-p/N)\,b_p \\ (N/p)\,b_p \to 0\end{cases} \quad \text{für } p \lessgtr N, \tag{10a}$$

$$D_p \to \frac{N+2p}{N+p}D_p \to \begin{cases}(1+p/N)D_p \\ (2+N/p)D_p \to 2D_p\end{cases} \quad \text{für } p \lessgtr N. \tag{10b}$$

Auch die Lebensdauern werden konzentrationsabhängig. Sie gehen für hohe Injektion gegen einen Grenzwert, der niedriger als das normale τ liegt [2].

b) Die kritische Stromdichte des Drifttransistors

Beim Diffusionstransistor bedeutet die „High-level"-Injektion keine Grenze seiner Brauchbarkeit. Die Theorie von [I] kann mit der neuen Diffusionskonstante von Gl. (10) und mit geeigneter Lebensdauer weitgehend beibehalten werden, wobei bei Beschränkung auf $p \gg N$ sogar alle Gleichungen wieder linear in p werden. Die Frequenzgrenze steigt sogar an infolge der Verdopplung der effektiven Diffusionskonstanten. Tatsächlich arbeiten in der Praxis viele Schichttransistoren im Gebiet der „High-level"-Injektion [II, 6], [8], [9]. Für nähere Einzelheiten sei auf eine Arbeit von WEBSTER [8] verwiesen.

Beim Drifttransistor sinkt wegen der Abnahme der effektiven Beweglichkeit der Drifteffekt stark ab, so daß der Transistor bei Überinjektion schließlich nur noch wie ein Diffusionstransistor arbeitet[6]. Im Übergangsgebiet treten hohe Klirrfaktoren auf. Überinjektion ist also zu vermeiden. Das ist der Fall, wenn überall in der Basis $p(x) \ll N(x)$ bleibt. Setzt man Gl. (1) und (18) von [I] ein, so wird für $eV_e \gg kT$ $(f = 2kT/eF)$:

$$\frac{p(x)}{N(x)} = -\frac{p_a}{N_a}\exp\left[\frac{eV_e}{kT} + \frac{3(x-a_0)}{f}\right]\cdot\frac{\sinh\dfrac{x-b_0}{\Delta}}{\sinh(d_0/\Delta)}.$$

Das Maximum hiervon liegt bei

$$x^* = b_0 - \Delta \operatorname{artgh}(f/3\Delta) \approx b_0 - \tfrac{1}{2}f\ln 2$$

und beträgt $\dfrac{p(x^*)}{N(x^*)} \approx \dfrac{1}{4}\dfrac{p_b}{N_b}\exp\dfrac{eV_e - \Delta V}{kT}$.

Mittels Gl. (22) von [I] ergibt sich hieraus die Bedingung für die Stromdichte

$$\frac{i_e}{q} \ll \frac{4eD_pN_b}{d_0}\frac{\Delta V}{kT}. \tag{11}$$

[5] Im Falle eines Drifttransistors mit inhomogenem Basishalbleiter (siehe Abschnitt 1c) tritt die Abnahme der effektiven Beweglichkeit für $p \gtrapprox N$ nicht ein, vielmehr bleibt, wenn dann $N(x)$ konstant ist, auch b_p konstant, während D_p gemäß Gl. (10) zunimmt. Die Anregung zu dieser Untersuchung verdanke ich Herrn A. HÄHNLEIN.

[6] Siehe jedoch Fußnote 5.

Setzt man $N_b = 5 \cdot 10^{13}\,\mathrm{cm}^{-3}$ und für die übrigen Größen unsere Standardwerte ein, so ergibt sich numerisch $i_e/q \ll 22\,\mathrm{mA/mm^2}$, ein Wert, der bei kleineren Querschnitten durchaus erreichbar ist.

c) Die zulässige echte Emitterkapazität

Wir forderten in [II], daß die echte Emitterkapazität klein gegen die Diffusionskapazität sein soll, und fanden, daß dazu eine möglichst hohe Stromdichte vorteilhaft ist. Gl. (11) liefert eine obere Grenze für die Stromdichte und damit auch eine obere Grenze für a_1. Aus Gl. (21a) von [II] und Gl. (11) folgt nach kurzer Rechnung

$$a_1 \ll \frac{e d_0}{\Delta V} e^{-\frac{\Delta V}{kT}} \quad (\approx 8 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{cm\,V^{-1}}), \qquad (12)$$

wobei der Zahlenwert wieder mit den Standardwerten gewonnen ist.

Das Zahlenbeispiel von Abschnitt 1b für den Emitter ohne Zwischenschicht erfüllt diese Forderung nicht. Die Verhältnisse werden noch kritischer bei kleinerem d_0 oder bei Halbleitern mit breiterem Band und größerem ΔV und insbesondere dann, wenn die durch Gl. (11) gegebene Maximalstromstärke nicht ausgenutzt wird oder werden kann. Legt man Wert auf die Erfüllung unserer Kapazitätsforderung, so muß man einen der in Abschnitt 1b oder 1c beschriebenen Wege zur Verringerung von a_1 beschreiten.

4. Das Kennlinienfeld als Ganzes

Für weiterführende Fragen, wie nach dem brauchbaren Bereich des Kennlinienfeldes oder dem Klirrfaktor, ist die Kenntnis des gesamten Kennlinienfeldes erforderlich. Im folgenden wird die Schar der Collectorkennlinien für $\omega = 0$ betrachtet.

a) Parallelität der Kennlinien und Vergleich mit der Erfahrung

Wegen der Abhängigkeit der differentiellen Leitwerte vom Strom sind die Kennlinien nicht parallel. Die genaue experimentelle Untersuchung dieses Effektes gestattet gleichzeitig eine gute Nachprüfung der Theorie von [I].

EARLY [I, 3] hatte die Größen (siehe Abschnitt 3 von [II]) $g_c^* = (l_c^* - \alpha l_\rho^*)$, $\mu_{ec}^* = l_\rho^*/l_e^*$ des Diffusionstransistors in Abhängigkeit von i_e für verschiedene V_c gemessen. Wegen Gl. (38) und (39) von [II] sollte für diese gelten:

$$g_c^* = g_c\,, \quad \mu_{ec}^* = l_\rho/l_e + R l_c(1 - \alpha\rho)\,. \qquad (13)$$

Setzt man hier die Näherungen Gl. (38) bis (41) von [I] ein, so wird (a, b, c, d = Konstanten):

$$g_c^* = a \cdot i_e\,, \quad \mu_{ec}^* = c + d \cdot i_e\,. \qquad (14\mathrm{a,b})$$

In dieser Form hatte EARLY den Vergleich durchgeführt und eine angesichts der Kompliziertheit des Problems gute Übereinstimmung bei höheren i_e-Werten gefunden (Abb. 3). Man kann jedoch auch den endlichen Wert von g_c^* und das Ansteigen von μ_{ec}^* für $i_e \to 0$ verstehen, wenn man die exakten Ausdrücke Gl. (26) bis (29) von [I] benutzt und berücksichtigt, daß nach Gl. (22) bis (25) von [I] für $d_0/L \ll 1$

$$-i_c = \beta\left[i_e - i_s\left(1 + \cosh\frac{d_0}{L}\right)\right] \approx \alpha(i_e - 2i_s)$$

beträgt, wobei i_s der Emitter-Sättigungsstrom ist. Dann erhält g_c^* die gewünschte Form $ai_e + b$, während das vordere Glied von μ_{ec}^* statt einer Konstanten in

$$c(i_e - 2i_s)/(i_e - i_s) \quad (i_s < 0!) \qquad (14\mathrm{c})$$

übergeht, also für $i_e \to 0$ auf $2c$ ansteigt. Daher ergibt sich für μ_{ec}^* bei $i_e = 0$ das Doppelte des durch lineare Extrapolation von hohem i_e her gefundenen Wertes. Das ist in Abb. 3 tatsächlich ungefähr erfüllt.

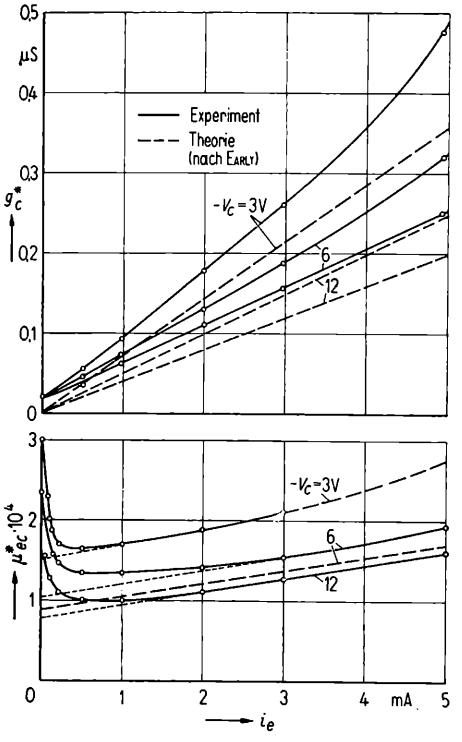


Abb. 3.
Collectorleitwert und Collector-Emitter-Rückwirkung in Abhängigkeit vom Emitterstrom für verschiedene Collectorspannungen. Messungen nach EARLY [I, 3] (nachgezeichnet).

Ein gutes Maß für die Parallelität der Kennlinien ist der Schnittpunkt der Kennlinientangenten. Legt man nämlich bei einer festen Spannung V_c an die zu verschiedenen i_e gehörigen Kennlinien die Tangenten an, so schneiden sich alle diese Tangenten in einem Punkt, der auf der Abszissenachse liegt, bei der Spannung (vgl. Gl. (53) von [I]):

$$V_s = V_c + \frac{\mathrm{d}(-i_c)}{\mathrm{d}l_c} \approx \begin{cases} V_c + d_0/b_1\,, & (15\mathrm{a}) \\ V_c + \dfrac{d_0}{b_1}\left(\dfrac{2d_0}{\Delta} e^{-\frac{2d_0}{\Delta}} + \dfrac{1}{2}\dfrac{d_0 f}{L^2}\right). & (15\mathrm{b}) \end{cases}$$

Gl. (15a) gilt für den Diffusions-, Gl. (15b) für den Drifttransistor. Mit $d_0 = 5 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{cm}$, $b_1 = 2 \cdot 10^{-5}\,\mathrm{cm\,V^{-1}}$ und $\Delta V = 8\,\mathrm{kT}$ ergibt sich beim Diffusionstransistor $V_s - V_c = 250\,\mathrm{V}$, beim Drifttransistor im Grenzfall $L \to \infty$ der 375fache Wert.

Sehr deutlich tritt der beschriebene Effekt in Erscheinung bei den von ANGELL und KEIPER [4] untersuchten Diffusionstransistoren mit extrem dünner Basis (Abb. 4). Im Rahmen der Zeichengenauigkeit schneiden sich hier die bei $-V_c = 5\,\mathrm{V}$ angelegten Tangenten genau in einem Punkt. Allerdings liegt dieser nicht genau auf der Spannungsachse, was vermutlich daher rührt, daß die Elektroden hier keine echten p-n-Übergänge sind, sondern direkte Metall-Halbleiter-Flächenkontakte.

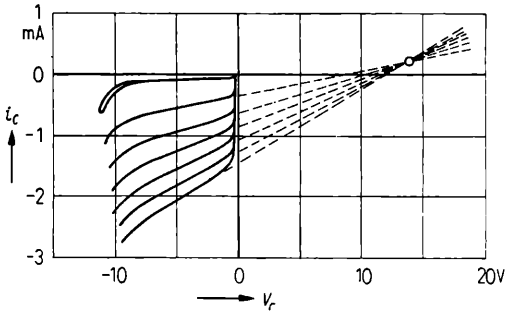


Abb. 4.

Oszillographisch gemessene Kennlinien eines Transistors mit sehr dünner Basis mit rückwärts bis zum Schnittpunkt verlängerten Tangenten. Messungen von ANGELL und KEIPER [4] (nachgezeichnet).

b) Kennlinienkrümmung und Durchgriff

Außer von i_e hängen die Leitwerte wesentlich von d_0 ab. Mit zunehmender Collectorspannung wird d_0 immer kleiner, dadurch werden die Leitwerte immer größer. Schließlich kann die Collectorrandschicht durch die ganze Basis hindurchgreifen, dann bricht die Sperrwirkung zusammen. Um das näher zu untersuchen, setzen wir die Näherungen von Gl. (4) und Gl. (7a) in Gl. (23) von [I] ein. Dann ergibt sich folgendes:

α) Diffusionstransistor ($f = \infty$, $\Delta = L \gg d_{00}$):

$$i_c^{(p)} \approx -\frac{eqD_p p_a}{d_{00}} \frac{\mathrm{e}^{eV_e/kT}}{1-\sqrt{V_c/V_B}}, \tag{16}$$

wobei
$$V_B = -\frac{2\pi e N_0 d_{00}^2}{\varepsilon} \tag{17}$$

die Basis-Durchgriffsspannung ist, also die Spannung, bei welcher die Basisdicke verschwindet und die Sperrwirkung des Collectors zusammenbricht.

β) Drifttransistor ($\Delta \approx f \ll d_{00}$):

$$i_c^{(p)} \approx -\frac{eqD_p p_a}{f} \frac{\mathrm{e}^{d_0/f}}{\sinh(d_0/f)} \cdot \mathrm{e}^{eV_e/kT}. \tag{18a}$$

Solange $d_0 \gg f$ ist, bleibt dieser Strom praktisch konstant gleich

$$i_{c,0}^{(p)} = -\frac{2eqD_p p_a}{f} \cdot \mathrm{e}^{eV_e/kT}; \tag{18b}$$

im entgegengesetzten Grenzfall $d_0 \ll f$ wird wieder

$$i_c^{(p)} = -\frac{eqD_p p_a}{d_{00}} \frac{\mathrm{e}^{eV_e/kT}}{1-\sqrt{V_c/V_B}}, \tag{18c}$$

wobei jetzt
$$V_B = -\frac{4\pi e N_a d_0}{\varepsilon} \frac{kT}{eFd_{00}} \tag{19}$$

gilt. Dieser Wert unterscheidet sich von dem des Diffusionstransistors bei gleichen d_{00} um den Faktor

$$2\frac{N_a}{N_0}\frac{kT}{eFd_{00}}. \tag{20}$$

Wenn der Diffusionstransistor kein Vierschichttransistor ist, kann dieses Verhältnis wegen $N_a \gg N_0$ groß gegen Eins werden.

Außer durch den Basisdurchgriff kann die Sperrwirkung durch den ZENEReffekt [1] zusammenbrechen, wenn nämlich die Randschichtfeldstärke die kritische ZENERfeldstärke F_Z ($\approx 2\cdot 10^5\,\mathrm{V\cdot cm^{-1}}$ bei Ge) überschreitet. Die Bedingung dafür, daß der ZENEReffekt eher als der Basisdurchgriff stattfindet, lautet (ε = DK des Halbleiters):

$$\frac{\varepsilon F_Z}{4\pi e} < \int_{a_0}^{b_{00}} N(x)\,\mathrm{d}x = \begin{cases} N_0 d_{00} & \text{(Diffusionstransistor)} \\ N_a d_0 kT/\Delta V & \text{(Drifttransistor)} \end{cases} \tag{21a, 21b}$$

Bei Ge hat der linke Ausdruck den Wert $1{,}7\cdot 10^{12}\,\mathrm{cm^{-2}}$. Bei einem d_0 bzw. d_{00} von 10^{-3} cm tritt also beim Diffusionstransistor der ZENEReffekt vor dem Durchgriff auf, wenn N_0 größer als $1{,}7\cdot 10^{15}\,\mathrm{cm^{-3}}$ ist, bei einem Drifttransistor mit $\Delta V = 8\,\mathrm{kT}$ für $N_a > 1{,}4\cdot 10^{16}\,\mathrm{cm^{-3}}$.

c) Typen

Aus den Ergebnissen dieses Abschnitts geht hervor, daß bei gleichem d_0 der Drifttransistor nicht nur in der Frequenzgrenze und dem maximalen Verstärkungsgrad, sondern auch im Klirrfaktor und damit in der maximalen Leistungsabgabe dem Diffusionstransistor überlegen ist.

In Fällen, wo es bei gleichen sonstigen Anforderungen auf maximale Frequenzgrenze ankommt, wird man daher beim Drifttransistor eine dünnere Basis wählen als beim entsprechenden Diffusionstransistor, wodurch die Frequenzgrenze abermals wesentlich heraufgesetzt wird.

Andererseits wird man wegen der höheren Frequenzgrenze ω_α bei Anwendungen, bei denen es allein auf extreme Klirrfaktorfreiheit ankommt, mit dickerer Basis als beim Diffusionstransistor arbeiten können und auch dadurch den Klirrfaktor zusätzlich verbessern. Der Drifttransistor bietet daher einen weiten Spielraum für spezielle Typenbildungen.

Abschließend möchte ich Herrn Dr. H. SALOW, Herrn Dr. G. KÖHL und ganz besonders Herrn A. HÄHNLEIN für zahlreiche wertvolle Diskussionsbemerkungen danken.

Schrifttum

[1] McAFEE, K. B., RYDER, E. J., SHOCKLEY, W. und SPARKS, M., Phys. Rev. **83** [1951], 650.
[2] HALL, R. N., Phys. Rev. **87** [1952], 387.
HALL, R. N., Proc. Inst. Radio Engrs **40** [1952], 1512.
[3] LEHOVEC, K., Proc. Inst. Radio Engrs **40** [1952], 1407.
[4] ANGELL, J. B. und KEIPER, F. P., Proc. Inst. Radio Engrs **41** [1953], 1709.
[5] BUSCH, G. und WINKLER, U., Helv. Phys. Acta **26** [1953], 579.
[6] EARLY, J. M., Bell Syst. Techn. J. **33** [1954], 517.
[7] MOORE, A. R. und PANKOVE, J. I., Proc. Inst. Radio Engrs **42** [1954], 907.
[8] WEBSTER, W. M., Proc. Inst. Radio Engrs **42** [1954], 914.
[9] RITTNER, E. S., Phys. Rev. **94** [1954], 1161.

Sonderdruck

aus

ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG

Ein rechnerischer Beitrag zur linearen Theorie der Wanderfeldröhre bei kleinen Verstärkungen

Von DIETER WEBER, Darmstadt

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

(A. E. Ü. 8 [1954], 341—345; eingegangen am 11. Dezember 1953)

DK 621.396.615.143

Für die theoretische Behandlung des Verhaltens von Wanderfeldröhren bei kleinen Verstärkungen ist die Kenntnis der Anfangsamplituden aller vorkommenden HF-Komponenten nach Betrag und Phase erforderlich. Diese werden für den Fall vernachlässigbarer Eigendämpfung ($d=0$) der Verzögerungsleitung und vernachlässigbarer Raumladungskräfte ($QC=0$) berechnet und übersichtlich zusammengestellt. Zur praktischen Auswertung der Ergebnisse wird ein einfaches graphisches Verfahren angegeben, das in vielen Fällen auch ohne exakte Konstruktion eine hinreichend genaue Abschätzung erlaubt.

Die numerischen Ergebnisse gelten, bis auf das Vorzeichen, sinngemäß auch für das Karzinotron.

For the theoretical discussion of the behavior of traveling-wave tubes in the case of low gains, the initial amplitudes of all RF components present must be known in terms of magnitude and phase. The paper calculates these quantities for the case of negligible natural damping ($d=0$) of the delay line and negligible space charge forces ($QC=0$), and presents the result in a clear arrangement. For a practical evaluation of the results a simple graphic method is outlined which frequently provides a sufficiently accurate estimate also without an exact construction.

In an analogous manner the numerical results apply also to the carcinotron, to the exception of the mathematical sign.

1. Einführung

Die von verschiedenen Autoren bearbeitete lineare Theorie der Wanderfeldröhre [1]···[3] hat bereits etwa im Jahre 1950 einen gewissen Abschluß und in der in Buchform erschienenen Theorie von PIERCE [4] auch schon eine umfassende und einheitliche Darstellung gefunden. So ist es heute prinzipiell möglich, das Verhalten von Wanderfeldröhren für alle in Betracht kommenden Betriebsbedingungen mit beträchtlicher Genauigkeit vorauszuberechnen, sofern nur die Strahleigenschaften und einige die Eigenschaften der Verzögerungsleitung beschreibende charakteristische Parameter bekannt sind. Praktisch führt jedoch die Berücksichtigung aller in Frage kommenden Faktoren schnell zu sehr umständlichen numerischen Rechnungen, die von Fall zu Fall neu durchgeführt werden müssen, also zu einem unangemessen hohen Arbeitsaufwand. Deshalb sind schon frühzeitig Näherungsverfahren und -formeln vorgeschlagen [1], [2], [4], [5], angewendet und experimentell geprüft [6], [7] worden, um in charakteristischen Fällen schnell zu Ergebnissen mit praktisch ausreichender Genauigkeit zu gelangen. Diese beruhen darauf, daß von den drei bekannten, sich in Strahlrichtung ausbreitenden Wellen diejenige mit exponentiell anwachsender Amplitude bei größeren Verstärkungen am Ausgang der Verzögerungsleitung vorherrscht, so daß die beiden anderen Wellen dort vernachlässigt werden können. Bei diesen Näherungen steht also das Verhalten der Wanderfeldröhre bei großen Verstärkungen, das ja auch dem Hauptanwendungsgebiet der Wanderfeldröhre als Mikrowellenverstärker entspricht, im Vordergrund. Es hat sich nun aber gezeigt, daß gerade unter Betriebsbedingungen, unter denen die drei Wellen — oder zumindest zwei von ihnen — am Ausgang der Verzögerungsleitung von annähernd gleicher Amplitude sind, durch ihre Überlagerung ganz spezifische Interferenzphänomene hervorgerufen werden [8]···[13], die geeignet wären, der Wanderfeldröhre neue Anwendungsgebiete zu erschließen, von denen gegenwärtig das Karzinotron (Backward-Wave Oszillator) im Mittelpunkt des Interesses steht [13]. Es erscheint daher notwendig, auch dem Verhalten der Wanderfeldröhren bei kleinen Verstärkungen eine erhöhte Aufmerksamkeit zu widmen. Deshalb sollen in dieser Arbeit diejenigen theoretisch-numerischen Unterlagen bereitgestellt werden, die eine Vorausberechnung der Verhältnisse bei kleinen Verstärkungen ermöglichen, ohne jedesmal erneute umfangreiche numerische Berechnungen zu erfordern.

Die bei kleinen Verstärkungen notwendige Einbeziehung aller drei Wellen in die Berechnungen setzt — soll der Rechenaufwand nicht wieder auf die alte Höhe anwachsen — den Verzicht auf die Berücksichtigung anderer Parameter voraus. Besonders einfache Beziehungen, deren quantitative Auswertung die wenigsten numerischen Unterlagen erfordert, ergeben sich bei einer Vernachlässigung der Raumladungskräfte der Elektronen untereinander und vor allem der Eigendämpfung der Verzögerungsleitung. In dieser Vernachlässigung liegt in vielen Fällen keine entscheidende Einschrän-

kung der Allgemeinheit der nachfolgenden Berechnungen, da es ja in jedem Einzelfalle zunächst darauf ankommt, zu prüfen, ob der jeweils gesuchte Effekt mit Wanderfeldröhren grundsätzlich erzielbar ist oder nicht. Soweit erforderlich lassen sich die vernachlässigten Parameter nachträglich durch eine Korrektur oder durch eine erneute exakte Berechnung berücksichtigen. Für die folgenden Rechnungen sollen deshalb der Raumladungseinfluß und der Einfluß der Eigendämpfung vernachlässigt werden.

2. Die Funktion der Wanderfeldröhre

Die Funktion der Wanderfeldröhre beruht wesentlich darauf, daß das elektrische HF-Feld, das auf den Elektronenstrahl einwirkt, mit den Elektronen mit nahezu gleicher Geschwindigkeit mitwandert. Dadurch wird eine lang andauernde und infolgedessen sehr intensive Wechselwirkung zwischen dem Elektronenstrahl und der auf der Verzögerungsleitung entlanglaufenden Welle möglich. Bei dieser Wechselwirkung treten stets drei Komponenten des HF-Signals auf, nämlich:

1. Die auf der Verzögerungsleitung entlanglaufende elektromagnetische Welle, die durch die Amplitude E ihrer elektrischen Feldstärke gekennzeichnet sein soll,
2. die im Strahl vorhandene Geschwindigkeitsmodulation, die wir durch ihre Amplitude v kennzeichnen, und
3. die im Strahl vorhandene Dichtemodulationsamplitude i.

Durch diese drei Komponenten sind die Verhältnisse in jedem Punkt eindeutig festgelegt.

In der quantitativen Beschreibung dieser Verhältnisse folgen wir nun der Theorie von PIERCE [4]. Wie schon erwähnt, dienen uns zur quantitativen Beschreibung der Vorgänge längs einer Wanderfeldröhre drei Wellen, deren jede die genannten drei Komponenten E, v und i besitzt. Wir haben es also mit den folgenden insgesamt neun HF-Amplituden zu tun:

1. Welle (mit exponentiell zunehmender Amplitude): E_1, v_1, i_1;
2. Welle (mit exponentiell abnehmender Amplitude): E_2, v_2, i_2;
3. Welle (mit konstanter Amplitude): E_3, v_3, i_3.

Soweit wir von der speziellen Natur dieser HF-Amplituden absehen können, seien sie zur Vereinfachung der Schreibweise mit A_n bezeichnet. Jede der genannten drei Wellen breitet sich mit der für sie charakteristischen komplexen Ausbreitungskonstanten $\Gamma_{1,2,3}$ in der $+z$-Richtung — der Strahlrichtung — aus, und die im Abstand z vom Anfang der Verzögerungsleitung vorhandene HF-Amplitude ergibt sich gemäß Gl. (1) als Summe dieser drei Wellen.

$$A(z) = \sum_{n=1}^{3} A_n(0) \exp(-\Gamma_n z) . \tag{1}$$

Für die Ausbreitungskonstanten der drei Wellen gelten die Gl. (2a) bis (2c)

$$-\Gamma_n = -\mathrm{j}\beta_e + \mathrm{j}\beta_e C \delta_n , \tag{2a}$$

$$\delta_n = x_n + \mathrm{j} y_n , \tag{2b}$$

$$\beta_e = \frac{\omega}{v_e} = \frac{2\pi}{\lambda_e} \tag{2c}$$

mit $n = 1, 2, 3$; v_e = Elektronengeschwindigkeit, ω = Kreisfrequenz, λ_e = Strahlwellenlänge.

Die Zahlenwerte der x_n und y_n sind der Tabelle I als Funktion des sogenannten Geschwindigkeitsparameters b zu entnehmen. Dieser ist ein Maß für die Abweichung der Elektronengeschwindigkeit v_e von demjenigen Wert für welchen die Elektronengeschwindigkeit mit der natürlichen, d. h. der bei Abwesenheit des Strahles vorhandenen Phasengeschwindigkeit u_0 der Welle auf der Verzögerungsleitung übereinstimmt. Mißt man die Elektronengeschwindigkeit v_e bzw. u_0 in Volt, dann gilt angenähert Gl. (3), aus der sich b ermitteln läßt:

$$\frac{V_e - V_0}{V_0} = 2bC . \tag{3}$$

Die Spannung V_0 ist eine für die betreffende Verzögerungsleitung kennzeichnende Größe und soll hier, in Übereinstimmung mit [6], als „Ausbreitungsspannung" bezeichnet werden. Für die vorliegenden Betrachtungen ist sie als vorgegebene Größe anzusehen.

Das in den Gl. (2a) und (3) auftretende sogenannte Verstärkungsmaß C steht als Abkürzung für den Ausdruck:

$$C = \left(\frac{K_d I_e}{4 V_e}\right)^{1/3} \tag{4}$$

und beträgt unter üblichen Betriebsbedingungen etwa $0{,}02 \cdots 0{,}08$. In Gl. (4) bezeichnen I_e den Strahlstrom und V_e die Strahlspannung, während K_d den Kopplungswellenwiderstand der Verzögerungsleitung bedeutet, der hier ebenfalls als eine vorgegebene Größe zu behandeln ist.

Zwischen den drei Komponenten einer durch ihren Index gekennzeichneten Welle besteht stets ein konstantes Verhältnis, und zwar ist:

$$\frac{v_n}{v_e} = -\frac{E_n}{\delta_n} \cdot \frac{1}{2\beta_e C V_e} , \tag{5}$$

$$\frac{i_n}{I_e} = +\frac{E_n}{\delta_n^2} \cdot \frac{\mathrm{j}}{2\beta_e C^2 V_e} . \tag{6}$$

3. Die Anfangsbedingungen und die Anfangsamplituden der drei Wellen

Für die Berechnung des Zustandes in einem Punkte z ist nach Gl. (1) die Kenntnis der Anfangsamplituden der drei Wellen mit allen Komponenten $E_n(0), v_n(0), i_n(0)$ erforderlich. Diese hängen naturgemäß entscheidend von den am Anfang der Verzögerungsleitung ($z = 0$) vorhandenen Amplituden der Feldstärke (E_0), der Geschwindigkeitsmodula-

tion (v_0) und der Dichtemodulation (i_0) ab. Die Anfangsamplituden der drei Wellen sind dann durch die Bedingung gegeben, daß die Summe der komplexen Amplituden ihrer durch die Gl. (5) und (6) festgelegten Komponenten für $z=0$ die vorgegebenen Amplituden E_0, v_0, i_0 ergeben. Diese Bedingung führt zu der folgenden Bestimmungsgleichung für die Anfangsamplitude der elektrischen Feldstärke der ersten der drei auf der Verzögerungsleitung entlanglaufenden Wellen:

$$E_1(0) = \frac{\left[E_0 + (\delta_2+\delta_3)\,2\beta_e C V_e \frac{v_0}{v_e} - (\delta_2\delta_3)\,2\mathrm{j}\beta_e C^2 V_e \frac{i_0}{I_e}\right]\delta_1^2}{(\delta_1-\delta_2)(\delta_1-\delta_3)}. \tag{7}$$

Die Anfangsamplituden der E_2- und der E_3-Welle erhält man aus Gl. (7) durch eine zyklische Vertauschung der Indizes. Die übrigen Komponenten der drei Wellen ermittelt man aus den so berechneten E_n-Wellen unter Benutzung der Gl. (5) und (6).

Aus dem Aufbau der Gl. (7) entnimmt man, daß sich die den einzelnen bei $z=0$ angenommenen Komponenten E_0, v_0, i_0 zugeordneten Teil-Amplituden linear superponieren. Es ist deshalb zulässig, diese Teil-Amplituden zunächst einzeln so zu berechnen, als sei nur jeweils eine der drei Komponenten E_0, v_0, i_0 vorhanden, um dann zu einem geeigneten Zeitpunkt die den tatsächlichen Anfangsbedingungen entsprechende Superposition vorzunehmen. Diese rein formale Aufspaltung der Gl. (7), die zur Veranschaulichung in Gl. (8) teilweise durchgeführt ist,

$$\begin{aligned} E_{10}(E_0) &= E_0 \cdot \frac{\delta_1^2}{(\delta_1-\delta_2)(\delta_1-\delta_3)} = k_{Ep} p\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}\cdot E_0, \\ v_{10}(E_0) &= -\frac{\mathrm{j}E_0 v_e}{2\beta_e V_e C}\cdot\frac{-\mathrm{j}\delta_1}{(\delta_1-\delta_2)(\delta_1-\delta_3)} \\ &= k_{Eq} q\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}\cdot E_0 \\ &\text{usw.,} \end{aligned} \tag{8}$$

bietet den großen Vorteil, daß sich dadurch die Berechnung der Anfangsamplituden sämtlicher Komponenten der drei Wellen für die Vielzahl der möglichen Anfangsbedingungen in nur fünf Funktionen zusammenfassen läßt. Diese sind in Tabelle I zusammengestellt[1]. Ihre Benutzung erfolgt an Hand der in der Tabelle II aufgeführten einfachen Formeln, die sich aus den Gl. (5)···(8) ableiten lassen.

Tabelle I

b	$\div x_1$	$-y_2$	$+y_3$	$p_1=p_2$	φ_p	p_3	$q_1=q_2$	φ_q	$-q_3$	$r_1=r_2$	φ_r	$-r_3$	$s_1=s_2$	φ_s	s_3	$t_1=t_2$	φ_l	$-t_3$
−5,0	0,4450	0,01969	5,0394	0,04390	+79,91	0,9846	0,09855	− 7,55	0,1954	0,2212	+84,98	0,0388	0,4967	− 2,60	0,007694	1,1149	−89,96	0,001527
−4,0	0,4953	0,08032	4,0606	0,06033	+76,75	0,9710	0,1216	−10,40	0,2391	0,2450	+83,09	0,0589	0,4936	− 3,41	0,01450	0,9947	−89,90	0,003571
−3,0	0,5642	0,05190	3,1038	0,08890	+69,35	0,9373	0,1566	−15,40	0,3020	0,2760	+79,85	0,0973	0,4861	− 4,95	0,03135	0,8564	−89,66	0,01010
−2,5	0,6109	0,07157	2,6431	0,1113	+63,95	0,9023	0,1809	−19,35	0,3414	0,2941	+77,32	0,1292	0,4782	− 6,00	0,04886	0,7774	−89,32	0,01849
−2,0	0,6655	0,1028	2,2056	0,1419	+56,37	0,8429	0,2107	−24,90	0,3822	0,3129	+73,92	0,1733	0,4647	− 7,46	0,07856	0,6901	−88,52	0,03562
−1,5	0,7281	0,1532	1,8064	0,1819	+45,85	0,7467	0,2444	−32,27	0,4133	0,3285	+69,62	0,2288	0,4415	− 8,50	0,1267	0,5934	−86,61	0,07012
−1,0	0,7926	0,2328	1,4656	0,2297	+32,24	0,6115	0,2781	−41,38	0,4172	0,3366	+64,98	0,2847	0,4075	− 8,67	0,1943	0,4933	−82,28	0,1325
−0,5	0,8447	0,3487	1,1974	0,2806	+16,48	0,4619	0,3070	−51,08	0,3856	0,3360	+61,35	0,3222	0,3676	− 6,22	0,2690	0,4023	−73,79	0,2247
0	0,8660	0,5000	1,0000	0,333.	+ 0,0	0,333.	0,333.	−60,00	0,333.	0,333.	+60,00	0,333.	0,333.	− 0,00	0,333.	0,333.	−60,00	0,333.
0,5	0,8392	0,6790	0,8581	0,3965	−16,58	0,2401	0,3673	−67,61	0,2798	0,3402	+61,37	0,3260	0,3151	+10,35	0,3800	0,2919	−40,68	0,4428
1,0	0,7449	0,8774	0,7549	0,4956	−33,87	0,1770	0,4306	−74,20	0,2345	0,3741	+65,48	0,3106	0,3251	+25,15	0,4115	0,2824	−15,18	0,5451
1,3	0,6405	1,0030	0,7060	0,6057	−45,42	0,1496	0,5090	−77,98	0,2120	0,4277	+69,46	0,3002	0,3594	+36,89	0,4252	0,3020	+ 4,33	0,6022
1,5	0,5387	1,0888	0,6777	0,7417	−54,32	0,1346	0,6106	−80,67	0,1987	0,5026	+73,04	0,2932	0,4138	+46,72	0,4327	0,3406	+ 20,40	0,6385
1,7	0,3880	1,1760	0,6520	1,0574	−65,46	0,1217	0,8539	−83,72	0,1867	0,6895	+78,02	0,2863	0,5568	+50,75	0,4391	0,4496	+ 41,50	0,6735
1,75	0,3357	1,1980	0,6460	1,2302	−69,01	0,1188	0,9888	−84,66	0,1839	0,7947	+79,68	0,2846	0,6388	+54,03	0,4406	0,5134	+ 48,38	0,6820
1,8	0,2711	1,2201	0,6402	1,5325	−73,24	0,1160	1,2261	−85,76	0,1811	0,9810	+81,71	0,2830	0,7849	+69,18	0,4420	0,6280	+ 56,65	0,6905
1,85	0,1820	1,2422	0,6344	2,2973	−78,87	0,1132	1,8298	−87,20	0,1785	1,4575	+84,46	0,2813	1,1609	+76,13	0,4434	0,9247	+ 67,79	0,6989
$(^3/_2)(2)^{1/3}$	0	1,2599	0,6300	∞	−90,00	0,1111	∞	−90,00	0,1764	∞	+90,00	0,2800	∞	+90,00	0,4444	∞	+ 90,00	0,7055
b		$-y_1$	$-y_2$	$+y_3$	$-p_1$	$+p_2$	$+p_3$	$-q_1$	$+q_2$	$-q_3$	$+r_1$	$-r_2$	r_3	$+s_1$	$-s_2$	$+s_3$	$+t_1$	$-t_2$	$-t_3$
2,0		1,0000	1,6180	0,6180	1,0000	1,8944	0,1056	1,0000	1,1708	0,1708	1,0000	0,7236	0,2764	1,0000	0,4472	0,4472	1,0000	0,2764	0,7236
2,2		1,8057	1,9321	0,5978	0,4802	1,3836	0,0965	0,5547	0,7162	0,1615	0,6407	0,3706	0,2701	0,7401	0,1918	0,4517	0,8549	0,0993	0,7556
2,5		0,7576	2,3131	0,5707	0,2778	1,1928	0,0850	0,3667	0,5157	0,1490	0,4840	0,2229	0,2611	0,6389	0,0964	0,4575	0,8433	0,0417	0,8016
3,0		0,6527	2,8794	0,5321	0,1615	1,0915	0,0700	0,2474	0,3790	0,1316	0,3790	0,1316	0,2474	0,5807	0,0457	0,4650	0,8898	0,0159	0,8739
3,5		0,5858	3,4142	0,5000	0,1117	1,0529	0,0588	0,1908	0,3084	0,1174	0,3256	0,0903	0,2353	0,5559	0,0265	0,4706	0,9489	0,0077	0,9412
4,0		0,5374	3,9354	0,4728	0,0841	1,0339	0,0502	0,1566	0,2627	0,1062	0,2913	0,0668	0,2245	0,5421	0,0170	0,4749	1,0087	0,0043	1,0044
4,5		0,5000	4,4495	0,4495	0,0667	1,0233	0,0434	0,1333	0,2300	0,0966	0,2667	0,0517	0,2150	0,5833	0,0116	0,4783	1,0666	0,0026	1,0640
5,0		0,4698	4,9593	0,4291	0,0547	1,0167	0,0380	0,1164	0,2050	0,0886	0,2478	0,0413	0,2065	0,5273	0,0083	0,4810	1,1224	0,0017	1,1207

4. Die Summation der drei Teilwellen

Die Durchführung der Summation gemäß Gl. (1) ist prinzipiell sehr einfach, meist jedoch recht umständlich, z. B. dann, wenn es darauf ankommt, die Realisierbarkeit eines vermuteten Interferenz-

[1] Herr Dr. GUNDERT von der Fa. Telefunken, Ulm, machte mich freundlicherweise auf einen Vorzeichenfehler in meiner Dissertation [10] aufmerksam, der leider auch in einer späteren Arbeit [11] unbemerkt geblieben ist. In der Tabelle I ist dieser Fehler berichtigt.

Tabelle II

	E_0	i_0	v_0
$E_1(0)$	$k_{Ep}p_1 e^{j\varphi_p}\cdot E_0$	$k_{Eq}q_1 e^{j\varphi_q}\cdot i_0$	$k_{Er}r_1 e^{j\varphi_r}\cdot v_0$
$E_2(0)$	$k_{Ep}p_2 e^{-j\varphi_p}\cdot E_0$	$k_{Eq}q_2 e^{-j\varphi_q}\cdot i_0$	$k_{Er}r_2 e^{-j\varphi_r}\cdot v_0$
$E_3(0)$	$k_{Ep}p_3 E_0$	$k_{Eq}q_3 i_0$	$k_{Er}r_3 v_0$
k_E	1	$-j\frac{2\beta_e C^2 V_e}{I_e}$	$+j\frac{2\beta_e C V_e}{v_e}$
$v_1(0)$	$k_{vq}q_1 e^{j\varphi_q}\cdot E_0$	$k_{vr}r_1 e^{j\varphi_r}\cdot i_0$	$k_{vs}s_1 e^{j\varphi_s}\cdot v_0$
$v_2(0)$	$k_{vq}q_2 e^{-j\varphi_q}\cdot E_0$	$k_{vr}r_2 e^{-j\varphi_r}\cdot i_0$	$k_{vs}s_2 e^{-j\varphi_s}\cdot v_0$
$v_3(0)$	$k_{vq}q_3 E_0$	$k_{vr}r_3 i_0$	$k_{vs}s_3 v_0$
k_v	$-j\frac{v_e}{2\beta_e C V_e}$	$\frac{v_e C}{I_e}$	1
$i_1(0)$	$k_{ir}r_1 e^{j\varphi_r}\cdot E_0$	$k_{is}s_1 e^{j\varphi_s}\cdot i_0$	$k_{it}t_1 e^{j\varphi_t}\cdot v_0$
$i_2(0)$	$k_{ir}r_2 e^{-j\varphi_r}\cdot E_0$	$k_{is}s_2 e^{-j\varphi_s}\cdot i_0$	$k_{it}t_2 e^{-j\varphi_t}\cdot v_0$
$i_3(0)$	$k_{ir}r_3 E_0$	$k_{is}s_3 i_0$	$k_{it}t_3 v_0$
k_i	$+j\frac{I_e}{2\beta_e C^2 V_e}$	1	$\frac{I_e}{v_e C}$

effektes zu prüfen und die Werte der Betriebsparameter zu ermitteln, die zu seiner Herstellung erforderlich sind. Deshalb sei hier ein einfaches graphisches Verfahren zur Konstruktion der resultierenden Amplitude $A(z)$ beschrieben, das durch Ausnutzung der durch die Vernachlässigung von Eigendämpfung und Raumladung bedingten Symmetrieeigenschaften der δ_n und der Anfangsamplituden der Teilwellen eine besondere Anschaulichkeit erhält.

Die erwähnte Symmetrie wirkt sich darin aus, daß in dem gesamten Wertebereich von $-\infty \leqq b < +1{,}89$, in dem eine Welle mit exponentiell anwachsender Amplitude existiert ($x>0$), stets — unabhängig von b — die folgenden Beziehungen bestehen:

$$\begin{aligned} x_1 &= -x_2, \quad A_1(0) = j^m A\cdot e^{j\varphi}, \\ y_1 &= y_2, \quad A_2(0) = j^m A\cdot e^{-j\varphi}, \\ x_3 &= 0, \quad A_3(0) = j^m A_3; \\ A_1 &= A_2 = A = \text{reell positiv}, \\ A_3 &= \text{reell}, \quad m = \text{ganzzahlig}. \end{aligned} \tag{9}$$

Unter Benutzung von Gl. (9) erhält man aus Gl. (1) für die am Punkte z herrschende HF-Amplitude:

$$\begin{aligned} A(z) = \exp[-j\beta_e z(1-Cy_1)]\cdot\{&A\, e^{j\varphi}\cdot\exp(\beta_e C x_1 z) + \\ &+A\, e^{-j\varphi}\cdot\exp(-\beta_e C x_1 z) + \\ &+A_3\exp[j\beta_e C(y_3-y_1)\,z]\}\cdot j^m. \end{aligned} \tag{10}$$

In Gl. (10 beschreibt der vor der geschweiften Klammer stehende Ausdruck nur eine Phasenverschiebung, die der Laufzeit der ersten (oder zweiten) Teilwelle vom Eingang ($z=0$) bis zum Punkte z entspricht. Dieser Faktor ist allen miteinander interferierenden Wellen gemeinsam und kann deshalb in allen Fällen, in denen es nur auf ihre relativen Phasen ankommt, vernachlässigt werden. Das soll fortan geschehen und im folgenden soll unter einer „resultierenden Amplitude" $A(CN)$ nur der Ausdruck

$$\begin{aligned} A(CN) = \quad &\qquad (11) \\ = \{&A\, e^{j\varphi}\cdot\exp(2\pi x_1 CN) + A\, e^{-j\varphi}\cdot\exp(-2\pi x_1 CN) + \\ &+A_3\cdot\exp[j2\pi(y_3-y_1)\,CN]\}\, j^m \end{aligned}$$

mit $$N = \frac{\beta_e z}{2\pi} = \frac{z}{\lambda}\cdot\frac{c}{v_e} = \frac{z}{\lambda_e} \tag{12}$$

verstanden werden. Die so definierte resultierende Amplitude ist bei vorgegebenen Anfangsbedingungen durch die beiden Parameter b und CN voll bestimmt. Der neue Parameter CN ist sowohl ein Maß für die aktive Länge z der Wendel gemäß Gl. (12) als auch für die Strahl-Stromstärke gemäß Gl. (4). Die Darstellung des geometrischen Ortes der resultierenden Amplitude in der komplexen Ebene als Funktion von CN wollen wir hier als die „resultierende Ortskurve" bezeichnen.

Wie aus Gl. (11) zu erkennen ist, hängt die resultierende Amplitude in sehr übersichtlicher Weise von dem Parameter CN ab: Von den drei Summanden (I, II und III), die den drei interferierenden Wellen entsprechen, ändern mit wachsendem CN zwei (I, II) nur ihren absoluten Betrag, während sich bei dem dritten nur der Phasenwinkel verändert. Bei der Darstellung in der komplexen Ebene (Abb. 1) nimmt der dem Summand I entsprechende Vektor A_1 exponentiell mit CN zu, der Vektor A_2 (Summand II) exponentiell mit CN ab. Wie sich

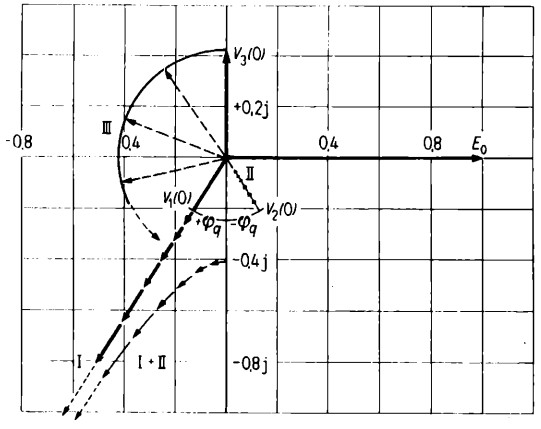


Abb. 1.

Die Abhängigkeit der drei Summanden in Gl. (11) von dem Parameter CN für $v_n(z)$ und für die Anfangsbedingungen $v(0) = i(0) = 0$, $E(0) = E_0$, $b = -1{,}5$.

I: $v_1(0)\cdot\exp(2\pi x_1 CN)$,
II: $v_2(0)\cdot\exp(-2\pi x_1 CN)$,
III: $v_3(0)\cdot\exp[j2\pi(y_3 - y_1)\,CN]$.

elementar zeigen läßt, bildet die Ortskurve von A_1+A_2 den halben Ast einer Hyperbel, dessen Asymptote die Verlängerung des Vektors A_1 und deren Hauptachse die Verlängerung von A_3 ist. Die Ortskurve von $A_3(CN)$ ist wegen $x_3=0$ ein Kreis. Die resultierende Ortskurve ergibt sich dann ein-

fach durch geometrische Addition entsprechender Punkte von Hyperbel und Kreis. Ihre Konstruktion für einen typischen Fall ist in Abb. 3 durchgeführt. Für die Entscheidung, ob unter vorgegebenen Bedingungen für irgendeinen Wert von CN die resultierende Amplitude einen vorgegebenen Wert annimmt oder nicht, ist jedoch in sehr vielen Fällen eine exakte Konstruktion der resultierenden Ortskurve gar nicht erforderlich. Der Verlauf der Hyperbel läßt sich leicht aus den Anfangsamplituden von $A_1(0)$ und $A_2(0)$ abschätzen und einzeichnen, und wie man leicht einsieht, kann die resultierende Ortskurve nur solche Punkte durchlaufen, deren Abstand von der (geschätzten) Hyperbel höchstens gleich dem Betrag von $A_3(0)$ ist. Wie z. B. in Abb. 2

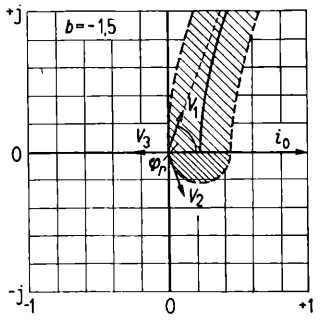


Abb. 2.

Die Abschätzung der resultierenden Ortskurve von $v(CN)$ für die Anfangsbedingungen $E(0) = v(0) = 0$, $i(0) = i_0$, $b = -1{,}5$. Ein Verlauf der Ortskurve außerhalb des schraffierten Bereiches ist unmöglich, innerhalb des eng schraffierten Bereiches unwahrscheinlich.

ist das durch diese Bedingung festgelegte für die resultierende Ortskurve in Betracht kommende Gebiet der komplexen Ebene in sehr vielen Fällen hinreichend klein, um entscheiden zu können, ob die resultierende Amplitude den geforderten Wert annehmen kann oder nicht. Eine quantitative Konstruktion der resultierenden Ortskurve ist also nur noch in denjenigen Zweifelsfällen notwendig, in denen die obige Abschätzung unzureichend ist oder in jenen Fällen, bei denen es auf die Bestimmung von genauen Zahlenwerten ankommt.

Die Anwendung des beschriebenen graphischen Verfahrens ist in dieser Form auf $b<1{,}89$ beschränkt, es läßt sich jedoch sinngemäß auch auf den Fall $b \geqq 1{,}89$ übertragen. Der Unterschied ist dann lediglich der, daß die den Wellen $A_{1,2}(CN)$ entsprechenden Ortskurven wegen $x_n=0$ Kreise sind, die in Abhängigkeit von CN verschieden schnell ($y_1 \neq y_2 \neq y_3$) durchlaufen werden. Die Konstruktion der resultierenden Ortskurve wird dadurch eher vereinfacht als erschwert.

Die hier wiedergegebenen numerischen Werte können auch unmittelbar für die Berechnung der Verhältnisse beim Karzinotron benutzt werden, solange dieses noch nicht schwingt. Es ist hierzu nur erforderlich, gemäß [4], Kap. XI, in der Tabelle I die Vorzeichen von b, y_n, und φ umzukehren.

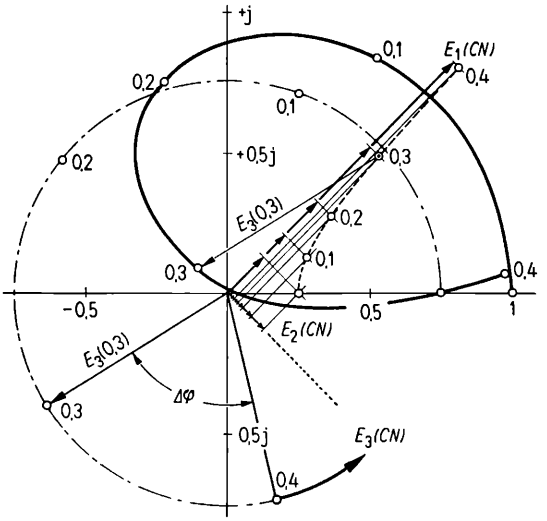


Abb. 3.

Die exakte Konstruktion der resultierenden Ortskurve von $E(CN)$ für den typischen Fall eines Interferenzphänomens. Anfangsbedingungen: $E(0) = E_0$, $v(0) = i(0) = 0$, $b = -1{,}5$. Die Ortskurve führt sehr nahe am Nullpunkt vorbei, d. h. das auf der Verzögerungsleitung entlanglaufende Signal $E(CN)$ wird durch eine Interferenz der drei E-Wellen fast vollständig am Ausgang ausgelöscht.

Schrifttum

[1] PIERCE, J. R., Theory of beam-type traveling-wave tube. Proc. Inst. Radio Eng. **35** [1947], 111—123.

[2] DÖHLER, O. und KLEEN, W., Über die Wirkungsweise der „Traveling-Wave"-Röhre. A. E. Ü. **3** [1949], 54—63.

[3] RYDBECK, O. E. H., Theory of the travelling-wave tube. Ericsson Technics Nr. 46 [1948], 3—18.

[4] PIERCE, J. R., Traveling-wave tubes. D. van Nostrand Co., New York 1950.

[5] CUTLER, C. C., The calculation of traveling-wave tube gain. Proc. Inst. Radio Eng. **38** [1950], 413—417.

[6] SCHNITGER, H. und WEBER, D., Die experimentelle Prüfung der Theorie kleiner Signale der Wanderfeldwendelröhren. A. E. Ü. **6** [1952], 369—376.

[7] KLEIN, W. und FRIZ, W., Über das Verhalten von Wanderfeldröhren im dispergierenden Bereich ihrer Verzögerungsleitung. A. E. Ü. **7** [1953], 236—248.

[8] KOMPFNER, R., On the operation of the traveling-wave tube at low level. J. Brit. Inst. Radio Eng. **10** [1950], 283—289.

[9] SCHNITGER, H., Über die Herstellung richtungsabhängiger elektronischer Dämpfungen mit Wanderfeldröhren. FTZ **4** [1951], 301 bis 305.

[10] WEBER, D., Untersuchungen über das Rauschen der Wanderfeldröhren. Dissertation T. H. München 1952.

[11] SCHNITGER, H. und WEBER, D., Über ein Verfahren zur Verringerung des Rauschfaktors von Wanderfeldröhren, FTZ **6** [1953], 302—310.

[12] SCHNITGER, H. und WEBER, D., Die Wanderfeldröhre als Hilfsmittel der Zentimeterwellen-Meßtechnik. VDE-Fachberichte 1953.

[13] GUÉNARD, P., DÖHLER, O., EPSZTEIN, B. und WARNECKE, R., Nouveaux tubes oscillators à large bande d'accord électronique pour hyperfrequence. C. R. Acad. Sci. (Paris) **235** [1952], 236.

FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 7, HEFT 9, SEPTEMBER 1954

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Beschädigung eines Bleikabelmantels durch eine Larve des Weidenbohrers

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt und dem Zoologischen Institut der T. H. Darmstadt)

Von **Kurt Lapkamp** und **Ludwig Körner**

Mit 8 Bildern

DK 621.395.8

Es wird über einen Kabelschaden durch die Larve des Weidenbohrers berichtet.

Description of a cable damage caused by the larva of the goat-moth.

Description d'un dégât de câble causé par la larva du charançon du saule.

Bisher sind wenige Beschädigungen an dem umfangreichen Fernmeldekabelnetz der Deutschen Bundespost durch Insekten bekanntgeworden. Eine genaue Ursache der Kabelschäden läßt sich in vielen Fällen durch die obwaltenden Schwierigkeiten bei der Wahrnehmung der Betriebsbelange nicht feststellen. Dies gilt besonders bei den Fehlern, die durch Tierfraß entstanden sind, weil die Schädlinge die Schadensstelle bei Beginn der Störungsbeseitigung bereits verlassen haben. Aus diesem Grunde konnten daher nur einige Fälle von Kabelfehlern durch Insekten in der Literatur ausführlich geschildert werden. Meist handelte es sich um Käfer oder deren Larven, welche die Bleimäntel anbohrten. Auch kommen gelegentlich verschiedene Holzwespenarten durch die Verwendung von ungeeignetem Holz für den Trommelbau in Frage. Die Reihe dieser Schadeninsekten wurde in den letzten Jahren durch einen Vertreter aus der Gruppe der Kleinschmetterlinge erweitert [1]. Im Herbst 1950 wurde im Bereich des Fernmeldebauamtes Wiesbaden an einem unbewehrten Fernmeldekabel ein Störungsschaden behoben, der durch Insektenfraß verursacht war. Die an dem 10 m langen Schadstück vorhandenen Fraßspuren und Tierreste ließen nach gründlicher Untersuchung auf Mottenlarven als Schädlinge schließen. Dieser bisher in der Kabeltechnik nicht beobachtete Vorfall gab zu dem Hinweis Anlaß, zukünftig sämtliche Kabelschäden in dieser Beziehung besonders zu beachten und umgehend einer Untersuchung zuzuleiten.

So übersandte im November 1953 die Oberpostdirektion Bremen dem Fernmeldetechnischen Zentralamt ein Stück Bleimantel eines fünfpaarigen Anschlußkabels (PMc-Kabel), das eine Beschädigung durch Schürftätigkeit von Insekten aufwies. Diesem Bleimantelstück war die nachträglich abgetötete Larve eines Insektes beigefügt, die unmittelbar an der Schadstelle gefunden wurde und die vermutlich die Beschädigung hervorgerufen hatte.

Das Schadstück stammt aus der Kabelhochführung am alten Bahnhofsgebäude Stolzenau/Weser (Bild 1). Das an der Mauer des unverputzten Klinkerbaues verlegte Kabel ist gegen äußere Einwirkungen mit einer Juteschicht umsponnen und durch eine Eisenhalbschale gegen mechanische Beschädigungen geschützt. Im Bereich dieser Eisenhalbschale, knapp einen halben Meter über der Austrittsstelle des Kabels aus dem Erdboden, befand sich die Beschädigung. In Bild 2 ist die Schadstelle erkennbar. Allerdings ist das beschädigte Kabel bereits wieder mit einer Blindmuffe geschlossen und betriebsfähig gemacht worden.

Die gemeinsam mit dem Zoologischen Institut der T. H. Darmstadt*) durchgeführten Untersuchungen

Bild 1. Altes Bahnhofsgebäude Stolzenau/Weser

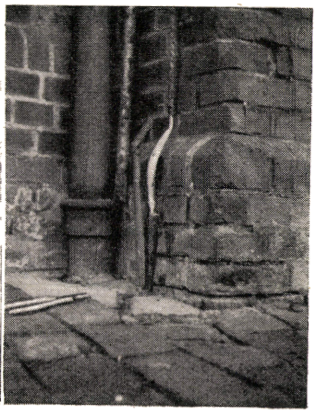


Bild 2. Die Schadstelle an der Kabelhochführung

Bild 3. Weidenbohrer (Cossus cossus L.). Maßstrich = 85 mm

des Bleimantelstückes und der Larve zeigen folgende Ergebnisse:

Bei der Insektenlarve handelt es sich um eine Raupe des Weidenbohrers (Cossus cossus L.), eines der Familie der Cossidae (Holzbohrer) zugehörigen Kleinschmetterlings (Bild 3). Die Einreihung in diese Gruppe der Schmetterlinge erfolgt trotz der Größe der Larven und der Imagines nach Merkmalen, die nur Kleinschmetterlingen zugehörig sind. So berichtet *Lampert*: „Die Schmetterlinge dieser Familie schließen sich in mehrfachen Merkmalen so eng an die Kleinschmetterlinge an, daß sie trotz ihrer meist bedeutenden Größe

*) Für die bereitwillige Unterstützung sagen wir Herrn Prof. Dr. *Ankel*/T. H. Darmstadt, Herrn OTI *Meyer*/OPD Bremen sowie Herrn Techn TI *Schlütter*/FBA Osnabrück für die freundliche Überlassung einiger Bilder unseren besten Dank.

neuerdings vielfach zu den Kleinschmetterlingen gestellt werden [2]."

Bei dem vorliegenden Schadenfalle war die Art der Larve dank ihrer ausgeprägten Merkmale leicht zu bestimmen. Die nackte, dicke Raupe ist sechzehnfüßig und trägt zerstreut an den Körperseiten einzelne kleine graue Borsten. Die Färbung der Körperoberfläche läßt auf eine fast erwachsene Raupe schließen. Der Rücken ist rotbraun gefärbt, während die Bauchseite auffallend heller getönt ist (Bild 4 a und b). Besonders auffallend sind weiterhin die sehr kräftig entwickelten und stark gezähnten Mandibeln der Mundwerkzeuge (Bild 5 a und b).

Besonders charakteristisch ist ihre Form, die bei den Schadeninsekten, zu denen die Kleinschmetterlinge gehören, wie eine Säge vierzackig ausgebildet ist. Interessant ist in diesem Zusammenhange ein Vergleich der Abbildungen der Mandibeln der Mottenarten in der bereits erwähnten Mitteilung [1]. In beiden Fällen ist die Form trotz der erheblichen Größenunterschiede als gleich anzusehen.

a) b)

Bild 4. Larve des Weidenbohrers
a) Dorsalseite, b) Ventralseite

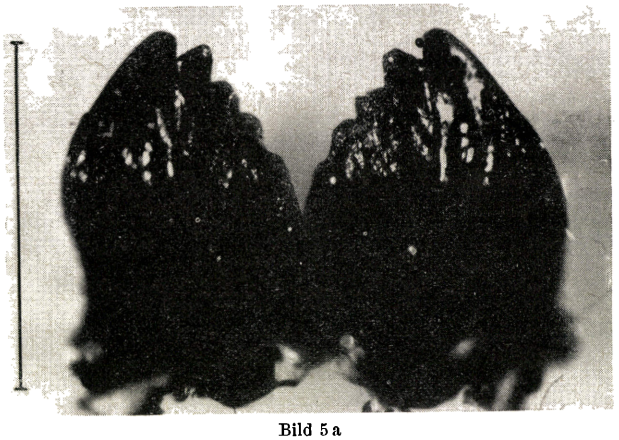


Bild 5 a

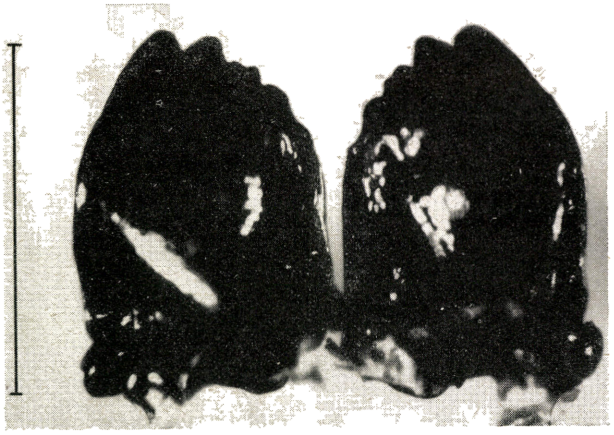


Bild 5 b

Bild 5. Mandibeln (Vorderkiefer) der Larve.
a) Innenflächen, b) Außenflächen
Maßstriche = je 2 mm

Bild 6. Schürfstellen mit Mandibelabdrücken auf dem Bleimantel. Die vier, durch die Mandibelzähne erzeugten Rillen sind zu erkennen (Pfeil)
Maßstrich = 1 mm

Bild 7. Schürfstellen mit Mandibelabdrücken auf dem Bleimantel
Maßstrich = 1 mm

Die mikroskopische Untersuchung läßt deutlich erkennen, daß die Mandibeln der Weidenbohrerlarve mit ihren vier Zacken größenordnungsmäßig in die Ausschürfungen auf dem Bleimantel passen (Bild 6 und 7). Die Bilder bestätigen also die eingangs geäußerte Vermutung, daß die aufgefundene Raupe als Schadeninsekt angesprochen wurde. Die vier Schürfrillen sind, wenn auch ziemlich stark von Gespinstfasern und Schmutzpartikeln bedeckt, an dem Bleimantel gut erhalten. Zu bemerken ist noch, daß die Raupe während des Schürfens eine ölartige Substanz aus dem Munde ausscheidet, die die Schürfstelle mit einer zähen Haut überdeckt.

Es drängt sich nun unmittelbar die Frage auf, wie die Larve unter die Eisenschale kam und was sie veranlaßte, die Umspinnung des Kabels wie auch den Bleimantel zu durchbeißen. Hierzu muß eine kurze Bemerkung über die Biologie des Weidenbohrers eingeschoben werden.

Wie alle Larven der Cossidae ist die Larve von Cossus cossus L. ein ausgesprochener Baumschädling. Mit Vorliebe lebt sie im Holz- wie auch im Markteil im Innern von alten Weiden und kränkelnden Obstbäumen. Ihre Anwesenheit ist häufig an ausgeworfenen Holzspänen und einem starken Geruch nach Holzessig erkennbar.

Nach dem Verlassen der Eihülle leben die Raupen des Weidenbohrers zunächst in großer Zahl zusammen. Ihr Fraß geschieht zuerst gemeinsam plätzend. Durch das Ausnagen großer Gänge in dem Holz der Bäume entstehen beträchtliche Schäden.

Die jungen Larven überwintern im Bohrmehl und steigen im folgenden Jahre jede für sich in einem besonderen Gang aufwärts. Sie überwintern zum zweitenmal und spinnen sich im Frühling (April bis Mai) zur Verpuppung ein. Die Puppe ruht drei bis vier, oft auch sechs Wochen in einem festen Gehäuse aus verklebtem Nagsel. Die Verpuppung findet meist in dem peripheren Ende eines Ganges statt. Sie kann sich aber auch im Boden in der Nähe des Fraßbaumes vollziehen. Oftmals verlassen die Raupen aus noch nicht ermittelten Gründen ihren ersten Fraßbaum und unternehmen dann größere Wanderungen. Die Ursache für die Auswanderung kann z. B. Nahrungsmangel sein, oder aber die Larven wandern in die Erde zur Verpuppung ab.

In unmittelbarer Nähe der Schadstelle befindet sich ein großer Mühlenteich, dessen Ufer mit Weidenbäumen bepflanzt ist. Es kann als sicher angenommen werden, daß in einem solch günstigen Biotop es nicht an Larven von Cossus cossus L. mangelt. Eine dieser Larven gelangte nun auf ihrer Wanderung in die Nähe der Kabelhochführung. Der Raum unter der Eisenhalbschale bot der Cossus-Raupe eine willkommene Gelegenheit, in dem als Gang benutzten Zwischenraum zwischen Kabel und Eisenschale aufwärts zu steigen. In Anbetracht der Jahreszeit ist anzunehmen, daß sich das Tier einen geeigneten Ort zur Überwinterung oder aber im Hinblick auf den sehr warmen Spätherbst noch einen neuen Futterplatz suchte. An dem schrägen Mauerabsatz war durch die notwendige Biegung des Kabels und die erforderliche Verformung der Schutzschale der Gang eingeengt. Die Larve hat in konsequenter Einhaltung der einmal gewählten Richtung an dieser Stelle zunächst die Juteschicht durchfressen, um anschließend auch noch den Bleimantel bis auf die die Kabelseele bedeckende Papierschicht zu durchnagen. Die so entstandene Schürfstelle ist etwa 34 mm lang und 12 mm breit. Die Breite nimmt die Hälfte des Kabelumfanges ein (Bild 8).

Es ist bereits bekannt, daß Cossus-Larven Bleiplatten durchfressen können. Nach *Varrichon* (1925) haben diese Larven auch schon großen Schaden in einer Schwefelsäurefabrik angerichtet [3].

Zusammenfassend können wir sagen, daß die Weidenbohrerlarve auf ganz natürliche Weise während ihrer Wanderung in den Raum zwischen Kabel und Schutzrohr gelangte und darin aufwärts kletterte. Das Bleikabel mit der Juteschicht sperrte ihr in einer bestimmten Höhe den Weg. Da dies Hindernis nicht umgangen werden konnte, durchfraß die Larve die Juteschicht und den Bleimantel. Es sei hier die Bemerkung gestattet, daß das Metall natürlich nicht als Nahrung aufgenommen wurde. Die Annahme erscheint ebenfalls berechtigt, daß sich die Raupe zur Überwinterung hier einrichten wollte und aus Mangel an sonstigem Material zur Jute und zum Blei griff.

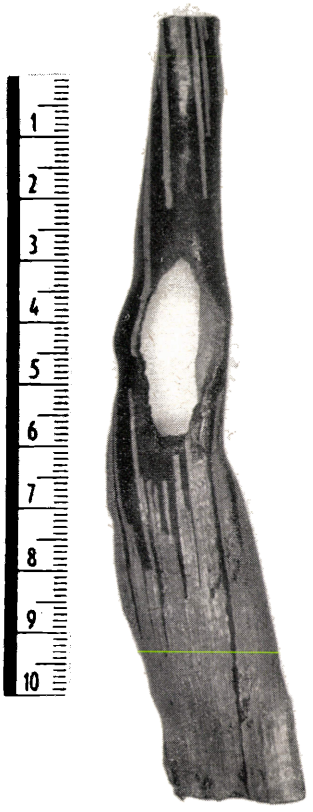


Bild 8. Bleimantelstück mit Schürfstelle

Durch den Eingriff bei der Fehlerbeseitigung ist der sich abspielende Prozeß unterbrochen worden, so daß eine abschließende Erklärung des Vorganges von der biologischen Seite aus leider nicht mehr möglich ist.

Im Verlauf einer verhältnismäßig kurzen Zeit ist dies der zweite bekanntgewordene Fall einer Störung des Fernmeldebetriebes durch Schürfstellen im Bleimantel, die durch Larven von Kleinschmetterlingen hervorgerufen worden sind. Sicher stehen diese beiden Fälle nicht vereinzelt da, und es wäre sehr begrüßenswert, wenn durch besondere Aufmerksamkeit der mit der Beseitigung von Fernmeldekabelstörungen beauftragten Dienststellen ein wichtiger Beitrag zur Aufklärung von Kabelschäden durch Insekten geliefert werden könnte.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *K. Lapkamp* und *W. Körner*, Ein neuer Schädling aus der Gruppe der Kleinschmetterlinge an Bleimänteln von Fernsprechkabeln. FTZ (1951), H. 9.

[2] *K. Lampert*, Die Großschmetterlinge und Raupen Mitteleuropas. Verlag J. F. Schreiber, Eßlingen und München 1907.

[3] *M. Varrichon*, Dégâts causés par des insectes aux chambres de plomb, dans les usines productrices d'acid sulfurique. Bull. bi-mens. Soc. Lin. Lyon IV. 1.

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über rauscharme Wanderfeldröhren

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Von **Herbert Schnitger** und **Dieter Weber**, Darmstadt

Mit 9 Bildern

DK 621.385.1

Während bisher zur Herabsetzung des Rauschens von Wanderfeldröhren Elektronenkanonen mit mehreren Voranoden angewandt worden sind, werden bei den vorliegenden Untersuchungen auch einfachste Anordnungen mit nur einer Voranode benutzt. Für den kleinsten Rauschfaktor in Wendelröhren werden so 10,3 dB erreicht bei 27 dB Verstärkung, 290 V Wendelspannung, 95 V Voranodenspannung, 16 cm Wellenlänge und nur 200 Gauß Magnetfeld. Die Versuchsergebnisse lassen die Deutung zu, daß die Rauschdichtemodulation im Potentialminimum zu einer Rauschdichtemodulation im Strahl führt, die gleich dem um den Faktor 100 geschwächten Schottkyrauschen ist.

Common low-noise traveling-wave tubes used electron guns with several pre-anodes. In this paper also the simplest devices with only one pre-anode are investigated. For a helix-type traveling-wave tube with such a gun the lowest noise figure resulted in 10.3 dB with 27 dB amplification, 290 V tension of the helix, 95 V tension of the pre-anode, 16 cm wavelength and only 200 Gauß magnetic field strength. The experimental results suggest the noise density modulation in the beam due to the noise density modulation in the potential minimum to equal the Schottky noise reduced by the factor 100.

Tandis que pour la réduction du bruissement de tubes à onde progressive l'on utilisait jusqu'à présent des canons d'électrons avec plusieurs préanodes, sont employés aussi pour les examens en question les plus simples arrangements avec une préanode seulement. Ainsi on obtient pour le plus petit facteur de bruissement dans les tubes-hélices 10.3 dB en cas d'une amplification de 27 dB, d'une tension-hélice de 290 V, d'une tension préanodique de 95 V, d'une longueur d'onde de 16 cm et de 200 gauss du champ magnétique seulement. Les résultats des examens permettent l'interprétation, que la modulation de la densité de bruissement dans le minimum potentiel conduit à une modulation de la densité de bruissement en rayon, qui est équivalente au bruissement Schottky diminué du facteur 100.

1. Einführung

Über die Wege zur Konstruktion rauscharmer Wanderfeldröhren bestehen immer noch beträchtliche Unklarheiten. Eine der Ursachen hierfür ist sicherlich die Tatsache, daß bei Wanderfeldröhren stets mehrere Rauschquellen gleichzeitig zu dem Gesamtrauschfaktor beitragen, so daß allein schon das Zusammenwirken dieser Komponenten schwer zu übersehen ist. Die Hauptschwierigkeit für die Vorausberechnung rauscharmer Wanderfeldröhren ist jedoch dadurch bedingt, daß über zumindest eine dieser Rauschquellen die gegenwärtigen theoretischen Vorstellungen nicht einmal qualitativ befriedigend sind. Vermutlich ist diese noch nicht beherrschte Rauschquelle in der Raumladungsdiode des Strahlerzeugungssystems zu suchen. So hat z. B. *König* [1] im vergangenen Jahr auf der Physikertagung in Innsbruck versucht, die Raumladungsdiode bei höchsten Frequenzen unter neuartigen Gesichtspunkten zu behandeln. Eine experimentelle Prüfung dieser Theorie steht jedoch vorläufig noch aus, so daß es noch nicht zweckmäßig ist, sie als Basis für die Konstruktion rauscharmer Wanderfeldröhren zu benutzen, um so mehr, als sie zunächst nur einen Teil der möglichen Rauschquellen umfaßt.

Bei dieser Lage war eine Veröffentlichung von *Watkins* [2] bemerkenswert, in der er zeigte, daß die Bestwerte der Rauschfaktoren der von ihm konstruierten Wanderfeldröhren einem einfachen empirischen Gesetz zu gehorchen scheinen, das den bisherigen Vorstellungen über rauscharme Wanderfeldröhren offenkundig widerspricht. Dieser Hinweis soll hier benutzt werden, die Ergebnisse eigener und fremder Rauschfaktor-Messungen an Wanderfeldröhren zu deuten und zu ordnen, um so die Grundlagen für die Konstruktion rauscharmer Wanderfeldröhren zu erweitern.

Bereits früher hatte es sich gezeigt, daß man mit Wanderfeldröhren, die grundsätzlich nicht anders aufgebaut waren als Leistungsverstärkerröhren, für bestimmte Werte der Diodenspannung relativ niedrige Rauschfaktoren erhält. In Abhängigkeit von der

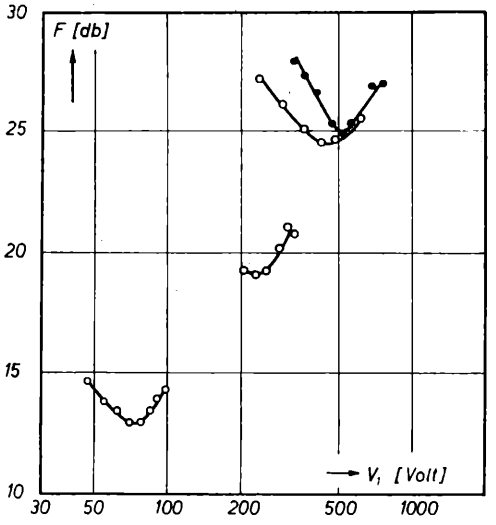


Bild 1. Die Abhängigkeit des Rauschfaktors von der Spannung an der Raumladungsdiode, gemessen an Röhren verschiedener Leistungsklassen

Diodenspannung V_1 ergeben sich dabei für den Rauschfaktor Kurven mit einem ausgeprägten Minimum, wie sie in Bild 1 für Röhren ganz unterschiedlicher Leistungsklassen gezeigt sind. Durch die Einstellung auf dieses Minimum wurde auch der auf der VDE-Jahresversammlung 1950 mitgeteilte, für die damalige Zeit verhältnismäßig niedrige Rauschfaktor von 17 dB bei 20 dB Verstärkung und 26 cm Wellenlänge ermöglicht [3].

Ein erstes Ziel der vorliegenden Untersuchungen ist die zumindest qualitative Erklärung des allgemeinen Verlaufs der Kurven in Bild 1 und insbesondere die Vorausberechnung von Lage und Höhe der Minima des Rauschfaktors, um so die praktische Brauchbarkeit der zunächst nur hypothetischen Vorstellungen für die Konstruktion rauscharmer Wanderfeldröhren zu prüfen. Darüber hinaus soll durch Meßergebnisse belegt werden, daß man auf Grund der gleichen Vorstellungen zu rauscharmen Wanderfeldröhren besonders einfacher Bauart gelangen kann.

2. Die Berechnung des Rauschfaktors von Wanderfeldröhren

Der Rauschfaktor von Wanderfeldröhren hängt von zahlreichen Parametern ab, deren theoretische Berücksichtigung zwar grundsätzlich möglich ist [4, 5], deren Vielzahl die Zusammenhänge jedoch eher verwirrt als klärt und die vor allem einen Rechenaufwand erfordern, der bei der noch vorhandenen Unsicherheit in den Grundlagen für die vorliegende Untersuchung nicht angebracht erscheint. Alle Berechnungen seien deshalb hier nur für den Fall vernachlässigbarer Raumladungskräfte und vernachlässigbarer Dämpfung der Verzögerungsleitung durchgeführt; nur in der als planparallel angenommenen Diode unmittelbar vor der Kathode wird die Raumladung berücksichtigt.

Unter diesen einschränkenden Bedingungen erhält man für den einfachsten Fall, daß am Eingang der Verzögerungsleitung im Strahl lediglich eine Rausch-Dichtemodulation

$$i_S^2 = \Gamma^2 \cdot 2\,e \cdot I_e \cdot \Delta f \qquad (1)$$

(e = Elementarladung, I_e = Strahlstrom, Δf = Bandbreite, Γ^2 = Schrotstrom-Schwächungskoeffizient) vorhanden ist, für den Rauschfaktor einer Wanderfeldröhre nach [6]

$$F_S = \Gamma^2 \frac{2\,e}{k\,T_0} V_w C \qquad (2)$$

mit

$$C = \left(\frac{K \cdot I_e}{4\,V_w}\right)^{1/3}; \qquad (3)$$

V_w = Wellenleiterspannung, k = *Boltzmann*-Konstante, T_0 = Bezugstemperatur (290° K), K = Kopplungswiderstand des Wellenleiters. Aus den bekannten Theorien der Raumladungsdiode [7, 8] würde sich für den Schwächungskoeffizienten

$$\Gamma^2 = \frac{V_0}{V_1} \quad \text{mit} \quad V_0 = \frac{\pi}{4} \frac{k \cdot T_k}{e} \qquad (4)$$

ergeben; T_k = Kathodentemperatur. In Gl. (4) ist V_0 die mittlere Voltgeschwindigkeit der Elektronen im Potentialminimum, die sich aus der *Maxwell*schen Geschwindigkeitsverteilung ergibt, während V_1 die zwischen der Kathode und der ersten Anode liegende Spannung bedeutet, die hier als Diodenspannung bezeichnet ist. V_0 beträgt bei Oxydkathoden etwa 1/16 V, V_1 liegt bei üblichen Elektronenkanonen bei 100 V und mehr. Die mit diesen Zahlen sich aus Gl. (2) und (4) ergebenden Werte für den Rauschfaktor von Wanderfeldröhren sind in der Regel um mehr als eine Größenordnung kleiner als die tatsächlich zu beobachtenden Rauschfaktoren.

Diese Diskrepanz wird nur teilweise beseitigt, wenn man eine zweite Rauschquelle berücksichtigt, die sich bei den für Laufzeitröhren in Betracht kommenden hohen Frequenzen und bei den langen Laufwegen der Elektronen in besonders starkem Maße auswirkt: Es ist dies die *Maxwell*sche Geschwindigkeitsverteilung selbst, welche die Elektronen im Potentialminimum haben. Es ist deshalb zu unterscheiden zwischen einem Rauschfaktoranteil F_S, verursacht durch die statistischen Schwankungen der Stromdichte im Potentialminimum, und einem Rauschfaktoranteil F_G, verursacht durch die Geschwindigkeitsverteilung der Elektronen im Potentialminimum.

Diese Geschwindigkeitsverteilung ist 1938 von *Rack* [9] durch das — inzwischen experimentell weitgehend bestätigte — Postulat mathematisch zugänglich gemacht worden, daß einem Strahl mit einer *Maxwell*schen Geschwindigkeitsverteilung ein Strahl gleichwertig ist, der in jeder Querschnittsebene eine einheitliche Geschwindigkeit besitzt, die jedoch zeitlich und damit auch längs des Elektronenstrahles schwankt. Man ersetzt also die Geschwindigkeitsverteilung durch eine Geschwindigkeitsmodulation v_R, und zwar derart, daß der quadratische Mittelwert v_R^2 der Geschwindigkeitsmodulation gleich dem quadratischen Mittelwert der Schwankung der mittleren Geschwindigkeit einer *Maxwell*-Verteilung gesetzt wird. Für diese Geschwindigkeitsmodulation v_R ergibt sich dann die bekannte Beziehung:

$$v_R^2 = (4 - \pi) \frac{e}{m} \frac{k \cdot T_k}{I_e} \Delta f; \qquad (5)$$

(m = Elektronenmasse). Diese Geschwindigkeitsmodulation erzeugt jetzt auf dem Wege der Elektronen von der Kathode zum Wellenleiteranfang eine Dichtemodulation i_G, die mit Hilfe der bekannten Klystrontheorien berechnet werden kann, und verändert sich dabei selbst in Phase und Betrag. Am Ausgang der Raumladungsdiode hat sie, bei gleichem Betrag wie in Gl. (5), gegenüber der Geschwindigkeitsmodulation im Potentialminimum eine Phasendifferenz von 180°. Liegen Wellenleiter und erste Anode auf verschiedenem Potential (V_w bzw. V_1), dann ist die am Wellenleiteranfang vorhandene Geschwindigkeitsmodulation v_G^2 gemäß der Klystrontheorie um den Faktor V_1/V_w gegenüber v_R^2 verringert. Aus den beiden — stets um ± 90° gegeneinander phasenverschobenen — kohärenten Komponenten v_G und i_G errechnet sich für Oxydkathoden der Rauschfaktoranteil F_G zu

$$F_G = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{T_k}{T_0} \frac{1}{C} \frac{V_1}{V_w} M;$$

$$= \frac{0{,}38}{C} \frac{V_1}{V_w} M \quad \text{für} \quad \frac{Tk}{T_0} \approx 3{,}5. \qquad (6)$$

Darin bedeutet $M \geqq 1$ einen Faktor, der das Zusammenwirken der beiden kohärenten Komponenten v_G und i_G berücksichtigt und der für ein optimales Verhältnis beider den Wert 1 annimmt.

Der Gesamtrauschfaktor F ergibt sich durch die Beiträge der F_G und F_S entsprechenden Rauschkomponenten und durch den des thermischen Rauschens, der gleich 1 ist. Bei Inkohärenz dieser Rauschquellen erhält man den Gesamtrauschfaktor F durch eine einfache Addition: $F = 1 + F_G + F_S$. Der hier interessierende, allein durch die Röhre bedingte elektronische Rauschfaktor $F_{el} = F - 1$ ist dann gleich der Summe aus F_G und F_S.

Für die praktische Berechnung des Rauschfaktors setzen wir nun als Arbeitshypothese voraus, daß, im Gegensatz zur üblichen Diodentheorie und zur Gl. (4), der Schwächungsfaktor Γ^2 im wesentlichen unabhängig von V_1 ist und die Größenordnung 1/100 hat, und ferner, daß die F_G und F_S entsprechenden Rauschquellen inkohärent sind. Für die Untersuchung der Diodenspannungsabhängigkeit des Rauschfaktors ist es dabei zweckmäßig, das in Gl. (3) definierte und in Gl. (2) und (6) auftretende Verstärkungsmaß C gemäß

$$C = C_1 \left(\frac{V_1}{V_w}\right)^{1/3} \qquad (7)$$

in zwei dimensionslose Faktoren aufzuspalten, von denen der eine die Abhängigkeit von V_1 berücksichtigt, während der andere Faktor C_1 bei vorgegebener Wellenlänge eine Röhrenkonstante ist. Für wendelförmige Wellenleiter ohne Dielektrikum ist diese Röhrenkonstante C_1 nur von dem relativen Wendelumfang $\gamma \cdot a$ und von der Stromfähigkeit der Diode $p_1 = I_e/V_1^{3/2}$ abhängig, wobei näherungsweise gilt:

$$C_1 \sim [p_1 \cdot \exp(-2{,}015\,\gamma \cdot a)]^{1/3}.$$

Die Proportionalität $C \sim V_1^{1/2}$ folgt aus Gl. (3) unter der meist erfüllten Voraussetzung, daß der Strahlstrom I_e gemäß dem Raumladungsgesetz proportional zu $V_1^{3/2}$ ist. Man erhält so für den elektronischen Rauschfaktor F_{el} einer Wanderfeldröhre

$$F_{el} = \left(\frac{0{,}38\,M}{C_1 \cdot V_w^{1/2}} + 1{,}6\,C_1\,V_w^{1/2}\right) V_1^{1/2}. \qquad (8)$$

Der elektronische Rauschfaktor ist damit proportional $V_1^{1/2}$ geworden. Innerhalb der Gültigkeitsgrenzen dieser stark vereinfachten Betrachtungen ist also eine erhebliche Verringerung des Rauschfaktors lediglich durch Herabsetzen von V_1 möglich, sofern es durch geeignete Dimensionierung der Elektronenkanone gelingt, das Verhältnis der beiden kohärenten Komponenten von F_G (v_G und i_G) für die gewählte Diodenspannung V_1 stets optimal einzustellen, so daß $M \approx 1$ wird. Auf die für extreme Betriebsbedingungen notwendig werdenden Verfeinerungen der theoretischen Betrachtungen soll im Rahmen dieser Arbeit nicht mehr eingegangen werden.

3. Das Zusammenwirken der kohärenten Rauschkomponenten

Die am Anfang der Verzögerungsleitung vorhandene Rauschgeschwindigkeitsmodulation v_G und die dazu kohärente Dichtemodulation i_G sind stets um $+90^0$ oder -90^0 gegeneinander phasenverschoben. Jede dieser beiden Komponenten ruft auf der Verzögerungsleitung eine Welle mit exponentiell ansteigender Amplitude hervor, deren Anfangsamplituden sich aus der bekannten Theorie der Wanderfeldröhre [6] berechnen lassen. Unter den eingangs angenommenen Voraussetzungen ergibt sich für diese Anfangsamplituden das in Bild 2 gezeigte Vektordiagramm: Zwischen der Rauschspannung V_v, die durch v_G verursacht wird, und der Rauschspannung V_i, die durch i_G hervorgerufen wird, besteht nach Bild 2 eine Phasenverschiebung von -30^0 bzw. $+150^0$, je nachdem i_G gegenüber v_G um -90^0 bzw. $+90^0$ phasenverschoben ist.

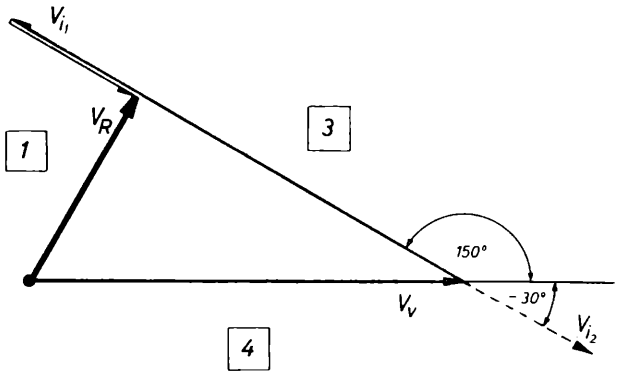


Bild 2. Die Anfangsamplituden V_v und V_i der Rauschspannungen auf der Verzögerungsleitung bei reinem Geschwindigkeitsrauschen:
V_v wird durch die Geschwindigkeitsmodulation v_G, V_i durch die aus dieser entstandenen Dichtemodulation i_G am Eingang des Wellenleiters hervorgerufen

Wenn nun eine bestimmte Geschwindigkeitsmodulation v_G am Anfang des Wellenleiters vorhanden ist, dann gibt es, wie das Vektorbild zeigt, einen günstigsten Wert für die Dichtemodulation, bei dem die resultierende Spannung V_R auf die Hälfte der durch die Geschwindigkeitsmodulation allein hervorgerufenen Spannung V_v und der Rauschfaktor damit auf den vierten Teil herabgesetzt wird. Für diesen Fall ist der in Gl. (6) eingeführte Faktor $M = 1$. Für davon abweichende Werte des Verhältnisses von i_G und v_G erhält man aus der Theorie der Wanderfeldröhre und aus Bild 2 für den Faktor M die Gleichung

$$M = 1 + 3\left(1 + j\,\frac{2}{\sqrt{3}}\,C\,\frac{i_G/I_e}{v_G/v_w}\right)^2, \qquad (9)$$

wenn v_w die der Strahlspannung V_w am Wellenleiter entsprechende Elektronengeschwindigkeit bezeichnet. Aus Gl. (9) folgt unmittelbar die allgemeine Bedingung für das optimale Verhältnis von Dichte- und Geschwindigkeitsmodulation, indem man $M = 1$ setzt:

$$-j\,\frac{i_G/I_e}{v_G/V_w}\,C = \frac{\sqrt{3}}{2}. \qquad (10)$$

Es ist nun, wie in Bild 2 angedeutet, möglich, die am Wellenleiteranfang vorhandene Dichtemodulation, bzw. die ihr zugeordnete Rauschspannung V_i, in zwei gegenphasige Komponenten aufzuspalten, die in verschiedenem Maße von der Diodenspannung V_1 abhängen. Das soll hier nur für die in Bild 3.3 dargestellte Zweifeld-Elektronenkanone durchgeführt werden. Die beiden gegenphasigen Komponenten V_{i1} und V_{i2} entsprechen hier der in der Raumladungsdiode bzw. im Laufraum aus der Geschwindigkeitsmodulation v_R entstandenen Dichtemodulation i_{G1} bzw. i_{G2}. Die Gegenphasigkeit ist durch die schon erwähnte Phasenumkehr der Geschwindigkeitsmodulation in der Raumladungsdiode bedingt.

Für die in der Diode selbst aus der Geschwindigkeitsmodulation v_R im Potentialminimum entstehende Wechselstromkomponente i_{G1} erhält man die folgende Beziehung [7, 8]:

$$\frac{i_{G1}}{I_e} = -j\,\frac{v_R}{v_1}\,\omega\tau_1; \qquad (11)$$

v_1 bezeichnet die V_1 entsprechende Elektronengeschwindigkeit. τ_1 = Laufzeit in der Raumladungsdiode. Die Geschwindigkeitsmodulation ist am Ausgang der Diode zahlenmäßig gleich v_R [s. Gl. (5)], aber gegenphasig zu der im Potentialminimum. Diese Geschwindigkeitsmodulation $-v_R$ ruft im Laufraum $d_2(\tau_2)$ die Wechselstromkomponente i_{G2} gemäß

$$\frac{i_{G2}}{I_e} = +j\,\frac{v_R}{v_w}\,\omega\tau_2 \qquad (12)$$

hervor, während sie selbst sich infolge des Spannungssprunges von V_1 auf V_w auf $v_G = -v_R \cdot v_1/v_w$ verringert. Daraus folgt in Verbindung mit Gl. (10) als Bedingung für ein optimales Verhältnis von i_G und v_G für die Zweifeld-Anordnung in Bild 3.3

$$C\,\frac{V_w}{V_1}\left(\omega\tau_1 - \omega\tau_2\left(\frac{V_1}{V_w}\right)^{1/2}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}, \qquad (13)$$

das bei vorgegebener Diodenspannung durch eine geeignete Wahl der Elektrodenabstände d_1 und d_2 zu erfüllen ist.

Für andere Elektrodenanordnungen ergeben sich auf analoge Weise ähnliche Bedingungen. In Bild 3 sind noch drei weitere übliche Elektronenkanonen schematisch wiedergegeben; die Optimalbedingung für die

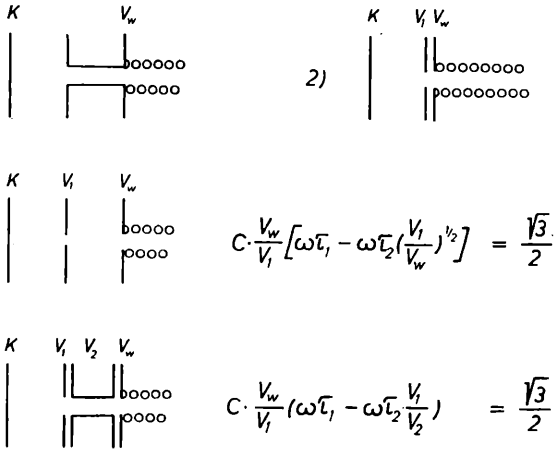


Bild 3. Elektronenkanonen für rauscharme Wanderfeldröhren (schematisch)

beiden ersten ergibt sich als Sonderfall aus Gl. (13), für die letzte Anordnung ist sie Bild 3,4 beigeschrieben. Darüber hinaus sind noch andere Elektrodenanordnungen mit weiteren Laufräumen denkbar, wie sie z. B. von *Peter* [10] benutzt worden sind.

Bei diesen ist es dann aber wegen der zunehmenden Länge der auf die Dioden folgenden Laufwege immer weniger zulässig, die Raumladung zu vernachlässigen; sie muß dann aber auch bei der Berechnung der Anfangsamplituden auf der Verzögerungsleitung berücksichtigt werden ($QC \neq 0$). Man kommt so in die Arbeitsbereiche, die 1952 von *Kleen* [5] und *Watkins* [4] für das Geschwindigkeitsrauschen bereits behandelt worden sind.

Auf Grund von numerischen Berechnungen in der Dissertation des einen von uns [14] wurde in einer früheren Arbeit gezeigt [15], daß geeignet dimensionierte Vorwellenleiter eine grundsätzlich andere Rauschfaktorverminderung ergeben müßten. Leider ist in der Dissertation ein Vorzeichenfehler enthalten, auf den uns freundlicherweise Herr *E. Gundert* aufmerksam machte; der Winkel φ in Bild 3 der genannten Arbeit [15] ist demnach mit -1 zu multiplizieren, wodurch alle für den Grenzfall 3 der Arbeit angestellten Überlegungen hinfällig werden, so daß für die Rauschfaktorverminderung durch Vorwendeln nur noch geringe Möglichkeiten übrigbleiben.

4. Die Diodenspannungsabhängigkeit des Rauschfaktors

Weicht die Diodenspannung V_1 von dem durch Gl. (13) festgelegten Optimalwert ab, dann nimmt mit abnehmendem V_1 die Dichtemodulation i_{G1} gemäß Gl. (11) und damit auch der Rauschfaktor zu, während für zu große Werte von V_1 die Zunahme des Rauschfaktors mit V_1 durch den Faktor $V_1^{1/2}$ in Gl. (8) bedingt ist. Wegen dieser beiden gegenläufigen Abhängigkeiten stimmt das Minimum des elektronischen Rauschfaktors nicht ganz mit dem Arbeitspunkt für $M = 1$ überein, sondern ist zu etwas kleineren Werten von V_1 verschoben. Diese Verschiebung, die noch von dem relativen Beitrag des Rauschfaktoranteils F_S abhängt, beträgt aber in der Regel weniger als 30 %.

5. Experimentelle Ergebnisse

Zur Prüfung der vorstehenden theoretischen Überlegungen wurde zunächst eine schon relativ rauscharme Röhre gebaut, deren Systemaufbau und Wendeldaten Bild 4 zu entnehmen sind. Bei dieser Röhre wurde vor allem angestrebt, ein Auftreffen von Elektronen auf andere Elektroden als den Kollektor weitgehend zu vermeiden, um so das Stromverteilungsrauschen hinreichend klein zu halten, das ja bei den vorstehenden Betrachtungen nicht berücksichtigt ist. Zu diesem Zweck wurde zunächst durch einen als Ganzes kalibrierten Röhrenkolben die genaue axiale Lage von Strahlsystem und Wendel sichergestellt. Ferner wurde ein relativ kleiner Kathodendurchmesser in Verbindung mit einem bis zur Kathode durchgehenden Magnetfeld vorgesehen. Um bei der kleinen Kathode und der gewünschten niedrigen Diodenspannung von etwa 70 V den erforderlichen Strahlstrom zu erhalten, mußte der Diodenabstand d_1 entsprechend klein gewählt werden. Um trotzdem mit bereits vorhandenen Bauteilen auszukommen, wurde für die Raumladungsdiode der gezeigte, etwas ungewöhnliche

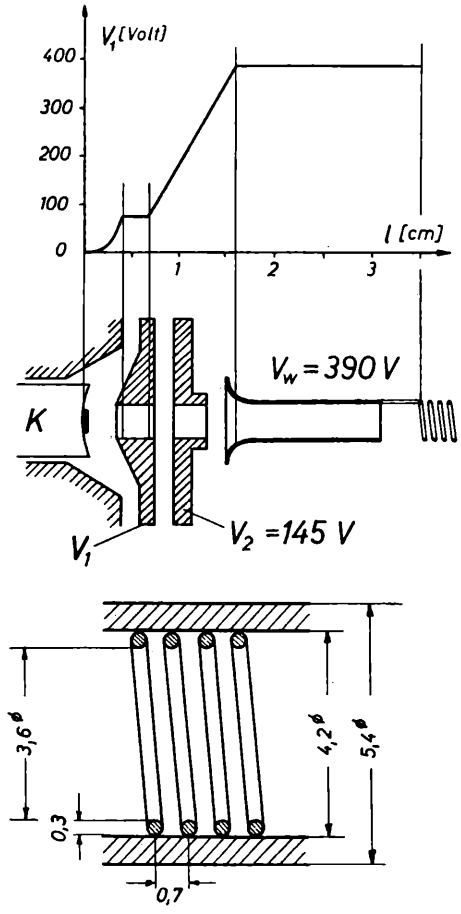


Bild 4. Aufbau, Abmessungen und Wendeldaten der rauscharmen Röhre Nr. 349. Oberhalb des Strahlerzeugungssystems ist der für die Berechnung der Kurve in Bild 6 angenommene Potentialverlauf eingezeichnet. $P_1 = 0{,}45\ \mu A/V^{3/2}$; $C_1 = 0{,}041$.

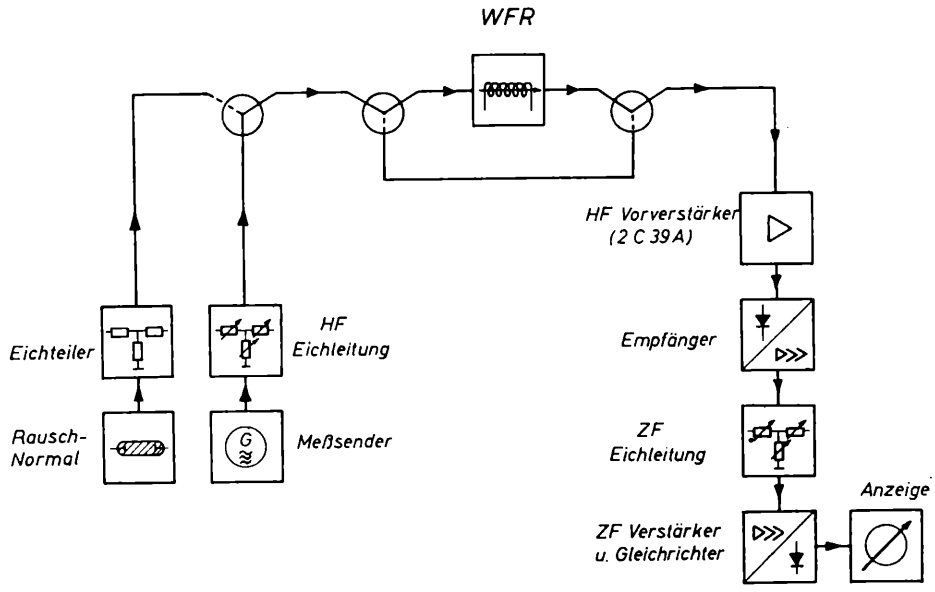


Bild 5. Blockschema der Rauschfaktor-Meßeinrichtung

Aufbau gewählt. Wegen der zunächst noch vorhandenen Unsicherheit in der Dimensionierung wurde noch eine Zwischenanode A_2 vorgesehen, um durch deren Potential gemäß Bild 3.4 die Auswirkung des auf die Diode folgenden Laufraumes in gewissen Grenzen variieren zu können.

Bei dieser Röhre gelangten etwa 99,5 % des Kathodenstromes auf den Kollektor, das Stromverteilungsrauschen ist also zu vernachlässigen und der Rauschfaktor damit im wesentlichen durch das Geschwindigkeitsrauschen (F_G) und durch das geschwächte Schrotrauschen (F_S) bedingt. An dieser Röhre wurde bei einer Frequenz von etwa 1700 MHz die Diodenspannungsabhängigkeit des Rauschfaktors gemessen. Die dabei benutzte Meßanordnung ist in Bild 5 schematisch skizziert. Die Rauschfaktor-Messungen wurden sowohl mittels eines Meßsenders mit geeichtem Spannungsteiler durchgeführt als auch mit Hilfe eines festen Rauschnormals, wie es von *Friz* [11] beschrieben worden ist. Um eine Rückwirkung auf die Wanderfeldröhre durch die beim Zünden der Gasentladung eintretende geringe Änderung des Innenwiderstandes des Rauschnormals zu verhindern, wurde zwischen den Eingang der Wanderfeldröhre und den Ausgang des Rauschnormals ein festes Dämpfungsglied eingeschaltet, dessen Dämpfung als gleich 10,7 dB gemessen wurde. Bei $70\,kT_0$ Rauschleistung des Rauschgenerators entspricht dies einer am Ausgang des Dämpfungsgliedes verfügbaren zusätzlichen Rauschleistung von rund $6\,kT_0$. Zur weiteren Absolutkontrolle wurde noch ein zweites Rauschnormal verwendet. Die Fehlergrenzen für den Absolutbetrag des Rauschfaktors dürften etwa 0,5 dB betragen.

Die an der in Bild 4 skizzierten Röhre gemessene Diodenspannungsabhängigkeit des Rauschfaktors ist in Bild 6 wiedergegeben. Man erkennt, daß in Höhe und Lage des Rauschfaktorminimums eine recht gute Übereinstimmung zwischen dem gemessenen und dem berechneten Wert besteht und daß sich auch die abseits des Minimums liegenden Meßpunkte dem allgemeinen Verlauf der theoretischen Kurve noch recht gut einfügen. Bei ihrer Berechnung wurde, dem komplizierten Aufbau der Elektronenkanone entsprechend, der zwischen Kathode und Wendelanfang liegende Raum, wie in Bild 4 angedeutet, in zwei Laufräume mit Beschleunigungsfeldern und in zwei feldfreie Laufräume aufgeteilt. Die Raumladung außerhalb der Diode wurde vernachlässigt, die Röhrenkonstante C_1 durch Verstärkungsmessungen bestimmt.

Der beste an dieser Röhre gemessene Rauschfaktor beträgt 12,6 dB bei einer linearen Verstärkung von 16 dB und einer Kaltdämpfung der Röhre von 14 dB. Etwa derselbe Rauschfaktor ergibt sich auch mit einem gegen das Magnetfeld abgeschirmten Kathodenraum, also bei einer Strahlführung, wie sie bei Leistungsröhren üblich ist. Eine bestimmte Strahlführung innerhalb enger Grenzen scheint also keine notwendige Voraussetzung für einen niedrigen Rauschfaktor zu sein, solange nur die Strahlverlustströme genügend klein bleiben.

Die in Bild 6 zum Ausdruck kommende relativ gute Übereinstimmung zwischen den gemessenen und den auf der Grundlage der Arbeitshypothese berechneten Rauschfaktoren bildete den Ausgangspunkt für den Bau einer zweiten rauscharmen Röhre. Bei dieser wurde ein besonders einfacher Aufbau des Elektrodensystems angestrebt, da sich aus den eingangs wiedergegebenen theoretischen Überlegungen kein grundsätzlicher Vorteil von Drei- und Mehrfeld-Elektronen-

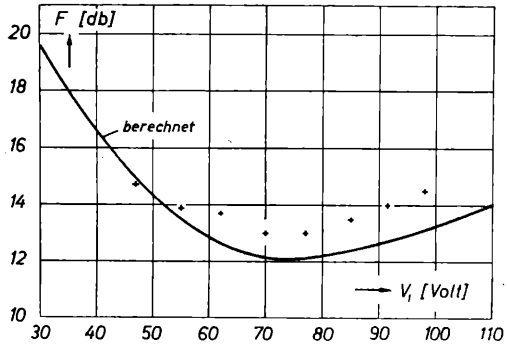


Bild 6. Die Abhängigkeit des Rauschfaktors der Röhre Nr. 349 von der Spannung an der Raumladungsdiode

kanonen gegenüber der einfacheren Zweifeld-Anordnung ableiten läßt. Deshalb wurde bei dieser Röhre die in Bild 4 noch vorhandene Zwischenanode — deren Potential sich bei den Messungen ohnehin als nicht sehr kritisch herausgestellt hatte — fortgelassen, so

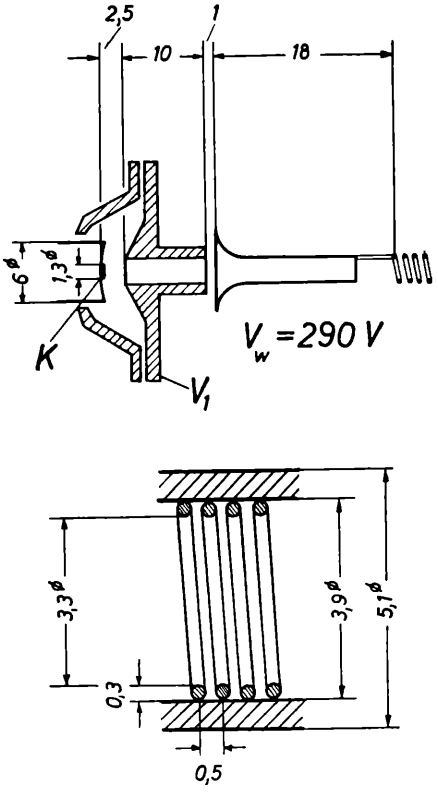


Bild 7. Aufbau, Abmessungen und Wendeldaten der rauscharmen Röhre Nr. 354

daß das in Bild 7 maßstäblich wiedergegebene Elektrodensystem entstand. Da der Minimalwert des Rauschfaktors überwiegend durch den Beitrag von F_S bedingt ist, wurde die Wendel, deren Abmessungen ebenfalls Bild 7 zu entnehmen sind, für die relativ niedrige Wendelspannung $V_w = 290$ V bemessen. Dadurch wird in Gl. (2) außer V_w selbst auch der Wert von C verkleinert, der bei vorgegebener Wendellänge, Frequenz und Verstärkung um so kleiner werden darf, je kleiner die Wellenleiterspannung ist.

Die an dieser Röhre gemessene Diodenspannungsabhängigkeit zeigt Bild 8. Der niedrigste Rauschfaktor liegt bei 10,3 dB bei einer Frequenz von 1800 MHz. Die lineare Verstärkung beträgt 29 dB bei 290 V Wendelspannung und 0,8 mA Strahlstrom und etwa 200 Gauß Magnetfeld und sinkt bei 7 mW Ausgangsleistung auf 26 dB ab. Die Sättigungsleistung beträgt etwa 9 mW, die Verstärkung ist dann auf 21 dB abgesunken.

Berechnet man aus den Bild 7 zu entnehmenden Röhrenabmessungen den der gemessenen Kurve in Bild 8 entsprechenden theoretischen Verlauf der Diodenspannungsabhängigkeit, dann findet man eine weniger gute Übereinstimmung als in Bild 6. Lage und Höhe des beobachteten Minimums bei etwa 95 V stimmen mit den berechneten Werten von etwa 90 V bzw. 10 dB noch recht gut überein. Der allgemeine Verlauf der Diodenspannungsabhängigkeit ist aber erheblich flacher, als theoretisch zu erwarten ist. Bevor jedoch aus diesen Abweichungen bezüglich der Grundannahmen Schlüsse gezogen werden könnten, müßte erst noch geprüft werden, inwieweit sie auf die hier gemachten Vereinfachungen zurückzuführen sind.

Watkins trägt der Unsicherheit in den Grundannahmen noch stärker Rechnung, als es hier durch die Vernachlässigung der verschiedenen Nebeneinflüsse geschieht, indem er bei der empirischen Auswertung seiner Messungen auf die Unterscheidung der Anteile F_G und F_S am Gesamtrauschfaktor verzichtet. Bei Anwendung

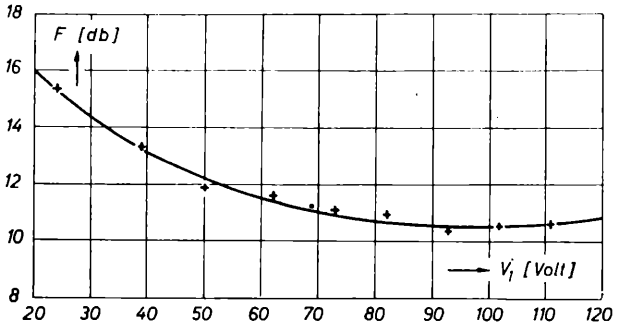


Bild 8. Die an der Röhre Nr. 354 gemessene Abhängigkeit des Rauschfaktors von der Spannung an der Raumladungsdiode

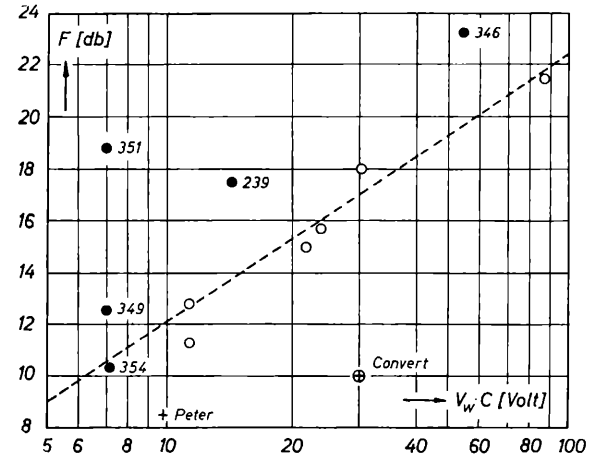


Bild 9. Die an verschiedenen Röhren gemessenen Gesamtrauschfaktoren in Abhängigkeit von $V_w \cdot C$ (Wendelspannung × Verstärkungsmaß) Die Kreise entsprechen den Meßwerten von *Watkins* [2]

der gleichen Methode auf die an den Röhren 349 und 354 erhaltenen Rauschfaktoren ergibt sich eine unerwartet gute Übereinstimmung mit seinen Bestwerten, wie Bild 9 zeigt. Das bedeutet, daß sich bei allen diesen Röhren der Gesamtrauschfaktor rein formal aus der für F_S geltenden Gl. (2) berechnet, bei Zugrundelegung von $\Gamma^2 = 1/50$. Dieser empirische Wert für den Schwächungskoeffizienten hat aber nur formale Bedeutung, da er statt auf F_S auf den Gesamtrauschfaktor F bezogen ist, der ja auch noch den Anteil F_G des Geschwindigkeitsrauschens enthält. Für den tatsächlichen Schwächungsfaktor müßte also, je nach der Größe dieses Anteils F_G, ein entsprechend kleinerer Wert von Γ^2 eingesetzt werden. Wenn zur Berechnung von F_S ein von der bisherigen Theorie stark abweichendes Verhalten der Raumladungsdiode angenommen werden muß, kann man ähnliches auch in bezug auf F_G vermuten; auf diese Weise könnten sich auch dann noch genügend niedrige Werte für F_G er-

geben, wenn durch die Einbeziehung der Raumladungskräfte außerhalb der Raumladungsdiode bei üblichen Röhren eine etwa zehnfache Vergrößerung von F_G berücksichtigt werden muß.

Aus der Tatsache, daß bei beiden Röhrengruppen die Beiträge von F_G und F_S etwa von gleicher Größenordnung sind, würde ein Wert von $\Gamma^2 \approx 1/100$ folgen, der auch in sehr guter Übereinstimmung mit dem Versuch von *Cutler* und *Quate* [13] stehen würde.

Daß bei allen diesen Röhren das Verhältnis F_S/F_G nahezu konstant ist, ist u. a. dadurch zustande gekommen, daß der große Unterschied in der Größe des Potentialsprunges — bei den Röhren 349 und 354 beträgt V_1/V_w etwa 1/5 bzw. 1/3 gegenüber 1/10 ... 1/13 bei *Watkins* — durch eine geringere Laufraumlänge bei unseren Röhren zufällig wettgemacht wird, so daß sich die Raumladung weniger stark schädlich auswirken kann als in den relativ langen Laufräumen der Röhren von *Watkins*.

Die aus der Literatur bekannten Rauschfaktoren von *Peter* [10] und *Convert* [12] fügen sich dem empirischen Gesetz weniger gut ein, doch lassen sich die in Bild 9 erkennbaren Abweichungen zumindest zu einem erheblichen Teil durch die Annahme eines nur sehr kleinen Beitrages von F_G zum Gesamtrauschfaktor erklären, eine Annahme, die sich in beiden Fällen durch die besonderen Konstruktionseigenheiten der Röhren begründen läßt. Die, hauptsächlich bei dem Meßwert von *Convert*, auch dann noch übrigbleibende Abweichung läßt es aber wünschenswert erscheinen, daß das experimentelle Material über rauscharme Wanderfeldröhren noch wesentlich erweitert wird.

Der Rauschfaktor der auf der VDE-Tagung 1950 beschriebenen Röhre Nr. 239 weicht in Bild 9 um etwa + 4 dB von der eingezeichneten mittleren Geraden ab, ebenso der an der Leistungsröhre Nr. 346 gemessene Wert. Das erklärt sich aber zwanglos dadurch, daß hier die für rauscharme Röhren als notwendig erkannte Bedingung nicht erfüllt war, daß die Strahlverlustströme kleiner als 1 % des Kathodenstromes sein müssen.

Von Interesse ist noch der Minimalwert des Rauschfaktors der Röhre Nr. 351, der um etwa 9 dB zu hoch liegt. Bei dieser Röhre hat das Getter versagt, so daß damit zu rechnen ist, daß bei ihr der Restgasdruck um ein bis zwei Zehnerpotenzen höher als normal ist.

6. Schlußfolgerungen

Als wesentlichstes Ergebnis ist den vorliegenden theoretischen und experimentellen Untersuchungen die folgende Erkenntnis zu entnehmen: Trotz der zweifellos noch bestehenden Unsicherheiten in den theoretischen Vorstellungen über das Rauschen von Elektronenströmungen und von Wanderfeldröhren sind die empirischen Kenntnisse ausreichend, um rauscharme Wanderfeldröhren zu konstruieren, deren Herstellung keine größeren technologischen Schwierigkeiten bereitet als die der üblichen Leistungsverstärker-Wanderfeldröhren. Diese Erkenntnis ist wichtig, wenn die Frage entschieden werden soll, ob bei der Planung von neuen Richtfunkverbindungen für Relaisstellen, die keine Knotenpunkte werden sollen, die bisherige Technik der zwischenfrequenten Verstärkung zugunsten einer Durchgangsverstärkung mit Wanderfeldröhren verlassen werden soll.

Daneben ist es hier — soweit uns bekannt — erstmalig gelungen, auch mit einer extrem einfachen Elektrodenanordnung trotz relativ kleiner Wendellänge Rauschfaktoren der Größenordnung von nur 10 dB zu erzielen. Vermutlich mit eine Folge des einfachen Elektrodenaufbaues ist die niedrige Mindestmagnetfeldstärke von etwa 200 Gauß gegenüber etwa 500 Gauß bei den bisher in der Literatur bekanntgewordenen rauscharmen Wanderfeldröhren.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *H. W. König* u. *R. Wiesner:* Arch. elektr. Übertr. 8 (1954), S. 5—7.
[2] *D. A. Watkins:* Proc. I. R. E. 41 (1953), S. 1741—1746.
[3] *H. Schnitger:* VDE-Fachberichte 1950.
[4] *D. A. Watkins:* Proc. I. R. E. 40 (1952), S. 65—70.
[5] *W. Kleen:* Arch. elektr. Übertr. 6 (1952), S. 299—303.
[6] *J. R. Pierce:* Traveling-Wave Tubes, D. van Nostrand, New York, 1950.
[7] *J. Müller:* Z. Hochfrequenztechn. 41 (1933), S. 156 u. f.
[8] *F. B. Llewellyn* u. *L. C. Peterson:* Proc. I. R. E. 32 (1944), S. 144—166.
[9] *A. J. Rack:* Bell Syst. Techn. J. 17 (1938), S. 592—619.
[10] *R. W. Peter:* RCA-Rev. 13 (1952), S. 344—368.
[11] *W. Friz:* FTZ 6 (1953), S. 583—587.
[12] *G. Convert:* Ann. Radioélectr. 7 (1952), S. 225—234.
[13] *C. C. Cutler* u. *C. F. Quate:* Phys. Rev. 80 (1950), S. 875—878.
[14] *D. Weber:* Untersuchungen über das Rauschen der Wanderfeldröhren. Dissertation T. H. München, 1952.
[15] *H. Schnitger* u. *D. Weber:* Über ein Verfahren zur Verringerung des Rauschfaktors von Wanderfeldröhren. FTZ 6 (1953), S. 302—310.

Prüfung der Funkstörwirkung von Hochfrequenzwärme-Geräten

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt der Deutschen Bundespost)

Von G. Use, Darmstadt

DK 621.396.823 : 621.365

Einführung. Die Regeln für die Funkentstörung medizinischer Hochfrequenzgeräte sind in VDE 0871 Teil 1/9.52 festgelegt, und die Regeln für Hochfrequenzgeräte zur Wärmeerzeugung für industrielle Zwecke liegen im Entwurf VDE 0871 Teil 2/. . .53 vor[1]). Diese VDE-Bestimmungen entstanden in Zusammenarbeit aller Beteiligten auf Grund der Erfahrungen, die bei Typenprüfungen im Rahmen der Durchführung des Gesetzes über den Betrieb von Hochfrequenzgeräten gesammelt werden konnten. Die nachstehende Arbeit schildert die Durchführung dieser Typenprüfungen und gibt einen Überblick über die hierbei gewonnenen Erfahrungen.

Nach dem Gesetz über den Betrieb von Hochfrequenzgeräten (Hochfrequenzgesetz) vom 9. August 1949 ist der Betrieb von Geräten genehmigungspflichtig, die elektromagnetische Schwingungen im Bereich von 10 kHz bis 3000 GHz erzeugen. Die Betriebsgenehmigung wird nur dann von der Deutschen Bundespost erteilt, wenn das Gerät keine Funkdienste stören kann, die auf anderen als den diesen Hochfrequenzgeräten zugeteilten Frequenzbändern

13 560 kHz ± 0,05 % (13 553,22 ··· 13 566,78 kHz)
27 120 kHz ± 0,6 % (26 957,28 ··· 27 282,72 kHz) und
40,68 MHz ± 0,05 % (40,66 ··· 40,70 MHz)

arbeiten. Darüber hinaus ist neuerdings auch im Dezimeterwellenbereich das Frequenzband 2400 MHz ± 50 MHz für den Betrieb von Hochfrequenzgeräten freigegeben worden.

Bild 1 zeigt eine Übersicht der verschiedenen Funkdienste und ihre Verteilung über den Frequenzbereich 10 kHz bis 10 500 MHz, die in Europa und der UdSSR gilt. Man erkennt, daß der Betrieb eines Hochfrequenzgerätes außerhalb der vier freigegebenen Frequenzbereiche den Funkverkehr gefährden kann. Zum Schutze der empfindlichen Funkdienste, zu denen neben dem Ton- und Fernsehrundfunk Dienstzweige gehören, deren nicht reibungslose Abwicklung Menschenleben gefährden würde — wie z. B. Polizeifunkdienst und Flugfunkdienst —, sind vorbeugende Maßnahmen notwendig. Diese werden von Zeit zu Zeit ergänzt und erweitert, um dem technischen Fortschritt der Funkdienste (z. B. Erschließung neuer Frequenzgebiete) jederzeit Rechnung zu tragen.

[1]) Vgl. ETZ-A Bd. 74 (1953) S. 719.

Technische Bedingungen für Hochfrequenzgeräte und -anlagen

Die „Technischen Bedingungen für HF-Geräte" (Anlage 1 zur Verwaltungsanweisung zum HFG) sowie VDE 0871, Teil 1: „Regeln für medizinische Hochfrequenzgeräte und -anlagen" sowie VDE 0871, Teil 2: „Leitsätze für Hochfrequenzgeräte und -anlagen zur Wärmeerzeugung für industrielle Zwecke"[2]) unterscheiden drei Betriebsarten der HF-Geräte:

a) Geräte, die in einem der vorstehend angegebenen Frequenzbänder arbeiten. Für die Ausbreitung der Arbeitsfrequenz auf dem Strahlungswege, durch kapazitive oder induktive Kopplung sowie durch Fortleitung über die Netzzuführung der Geräte gelten keine einschränkenden Bedingungen. Die effektive Oberwellen-Störfeldstärke muß in 100 m Enfernung vom Gerät unterhalb 225 µV/m liegen. Für Nebenfrequenzen, die z. B. bei quarzgesteuerten Generatoren durch die mehrfache Verdoppelung der Quarzfrequenz auftreten können, gelten die unter b) angegebenen Bedingungen[3]).

b) Für Geräte, die außerhalb der zugewiesenen Frequenzbänder arbeiten, ist ein Scheitelwert der Störfeldstärke von Arbeitsfrequenz und Oberwellen von höchstens 45 µV/m zugelassen. Daneben ist der Grenzwert der Funkstörspannung auf der Leitung im Frequenzbereich 150 kHz bis 30 MHz durch die Funkstörgrade *N* (normal) oder *G* (grob) festgelegt, je nach Hochfrequenzleistung des Gerätes. Die Funkstörgrade sind frequenzabhängige Grenzwerte der Funkstörspannungen. Sie sind in VDE 0871 dargestellt und aus VDE 0875 übernommen.

c) Bei Geräten, die auf einem durch Grundbucheintragung gekennzeichneten Industriegelände betrieben werden, gelten die unter a) und b) angegebenen Feldstärkewerte, wobei die Entfernungen hier nicht auf das Gerät, sondern auf die Grenze des zum Betrieb gehörenden Grund und Bodens

[2]) Liegt zur Zeit im Entwurf vor. Ein weiterer Teil 3 von VDE 0871, der sonstige HF-Geräte erfassen soll (z. B. Ultraschall-Geräte für industrielle Zwecke und HF-Zündgeräte für Schweißanlagen), wird vorbereitet.

[3]) Beispiel: 10 170 kHz und 1. Verdoppelung 20 340 kHz begrenzt auf die Bedingungen unter b); 2. Verdoppelung gleich Arbeitsfrequenz 40,68 MHz ohne Einschränkungen.

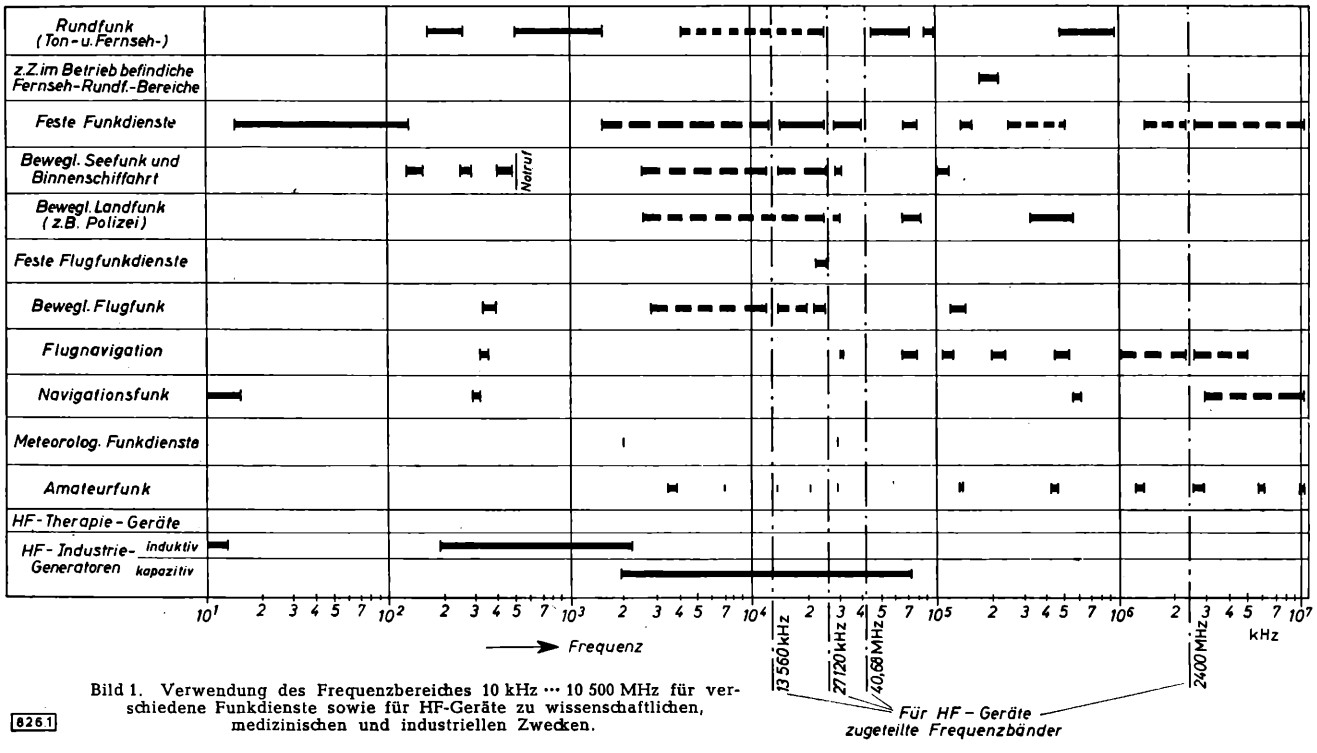


Bild 1. Verwendung des Frequenzbereiches 10 kHz ··· 10 500 MHz für verschiedene Funkdienste sowie für HF-Geräte zu wissenschaftlichen, medizinischen und industriellen Zwecken.

826.1

bezogen werden. Außerhalb dieser Grenze darf die Funkstörspannung auf der Leitung den Funkstörgrad N nicht überschreiten.

Außerdem muß zum Schutze des Fernsehrundfunks die effektive Störfeldstärke im Frequenzbereich 174 ··· 223 MHz (Fernsehband III) in 30 m Entfernung vom Gerät (bzw. auf Industriegelände vom Rande des zum Betrieb gehörenden Grund und Bodens) auf 30 µV/m gesenkt werden.

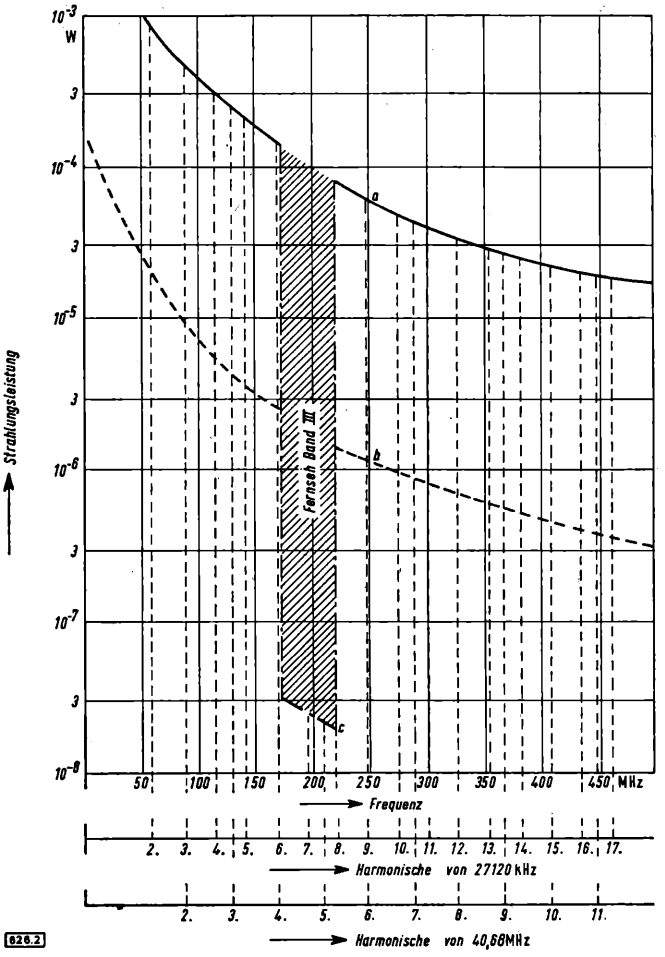
Um die geforderten Grenzwerte der Störfeldstärke zu verdeutlichen, zeigt *Bild 2* die Feldstärke (in Strahlungsleistung umgerechnet) abhängig von der Frequenz. Als Vergleichswert gibt das Bild also diejenige Strahlungsleistung an, die bei jeweils auf die betrachtete Frequenz angepaßtem Sendedipol unter Berücksichtigung der Bodenreflexion aufzubringen wäre, um die festgesetzten Grenzwerte der Störfeldstärke in 100 oder 30 m Entfernung zu erzeugen. Man erkennt, daß beim Betrieb auf einem der zugelassenen Frequenzbänder die Strahlungsleistung der Oberwellen um den Faktor 100 größer sein darf als beim Betrieb außerhalb dieser zugelassenen Frequenzbänder. Ferner wird deutlich, daß die Strahlungsleistung der in den Fernseh-Rundfunk-Bereich fallenden Harmonischen auf etwa den tausendsten Teil der außerhalb dieses Frequenzbereiches zugelassenen Strahlungsleistung gesenkt werden muß.

Bedenkt man, daß beispielsweise HF-Therapiegeräte, für die diese Bedingungen auch gelten, nach Angaben der Hersteller durchschnittlich etwa 300 W in den Behandlungskreis abgeben, und setzt man diese HF-Leistung ins Verhältnis zur zulässigen Strahlungsleistung, so erhält man Dämpfungswerte zwischen 100 und 200 db. Zahlreiche Messungen haben jedoch gezeigt, daß diese Geräte von den 300 W HF-Leistung im Patientenkreis nur etwa 200 mW in Strahlung umsetzen. Dieses Verhältnis ergibt einen dem Strahlungswirkungsgrad vergleichbaren Wert von etwa 0,7 ‰.

Prüfverfahren

Bei Geräten, deren Herstellung in einer größeren Stückzahl als 5 Geräte gleichen Typs geplant ist, wird durch sogenannte Serienprüfung[4]) vom Fernmeldetechnischen Zentralamt in Darmstadt festgestellt, ob sie den vorstehend angegebenen Bedingungen entsprechen. Unter Serienprüfung versteht man die Prüfung eines einer Serie entnommenen Gerätes. Die Verantwortung dafür, daß alle Geräte der Serie mit dem geprüften mechanisch und elektrisch übereinstimmen, liegt beim Hersteller. HF-Geräte bis 1 kW Ausgangsleistung werden auf dem Meßplatz in Darmstadt, umfangreichere Anlagen beim Hersteller geprüft. Hat die Prüfung ergeben, daß das Gerät den gestellten Bedingungen entspricht, so wird dies in einer Prüfungsurkunde den Herstellern bescheinigt und für dieses Gerät eine FTZ-Serienprüfnummer zugeteilt, auf Grund derer die Oberpostdirektionen bei Anmeldung den Betrieb jeden Gerätes dieser Serie genehmigen. Der Prüfnummer steht ein Kennbuchstabe voran: B für medizinische und C für industrielle HF-Geräte[5]). Hinter der fortlaufenden Nummer wird die Zahl des Rechnungsjahres angegeben, in dem die Prüfung stattfand.

Um zu vermeiden, daß eine Prüfungsurkunde wiederholt ergänzt werden muß, wenn z. B. ein HF-Industriegenerator später auch mit einer anderen Arbeitsvorrichtung als der ursprünglich geprüften betrieben werden soll, können sowohl dem Generator als auch den Arbeitsvorrichtungen eigene Serienprüfnummern zugeteilt werden. Jeder Generator, dem eine Serienprüfnummer zugewiesen wurde, darf dann mit jeder beliebigen Arbeitsvorrichtung betrieben werden, die durch eine eigene Serienprüfnummer gekennzeichnet ist. Bei Generatoren, die mit der Arbeitsvorrichtung eine Einheit bilden, z. B. Anlagen für Vorwärmung von Preßmassen, wird dem Generator und der Arbeitsvorrichtung eine gemeinsame Serienprüfnummer zugeteilt. Für HF-Therapiegeräte



a 225 µV/m (Effektivwert) in 100 m Entfernung
b 45 µV/m (Scheitelwert) in 100 m Entfernung
c 30 µV/m (Effektivwert) in 30 m Entfernung

Bild 2. Höchstwerte der Störfeldstärke, umgerechnet in Strahlungsleistung.

gibt das Fernmeldetechnische Zentralamt jeweils alle Elektroden, die geprüft wurden, auf der Urkunde an. Arbeitet das Gerät später mit anderen als den auf der Urkunde angegebenen Elektroden, so wird die Betriebsgenehmigung des Gerätes widerrufen.

Jede geplante Änderung eines seriengeprüften Gerätes, z. B. die Verwendung anderer Röhren, muß der Prüfstelle vorher mitgeteilt werden. Diese beurteilt, ob die geplante Änderung Einfluß auf die Störwirkung des geprüften Gerätes haben kann. Erforderlichenfalls wird eine Wiederholungsprüfung vereinbart.

Von jedem geprüften Gerät werden im Anschluß an die Serienprüfung photographische Aufnahmen des inneren Aufbaues hergestellt, um alle ausgelieferten Seriengeräte vor der Genehmigung mit dem geprüften Gerät vergleichen zu können. Abweichungen im Geräteaufbau können zur Zurückziehung der Serienprüfnummer führen und einen Widerruf aller für Geräte dieser Serie ausgegebenen Genehmigungen zur Folge haben.

Um den Arbeitspunkt des geprüften Gerätes festzulegen, wird bei KW- und UKW-Therapiegeräten im Rahmen der Serienprüfung die Leistung gemessen und mit Angabe des verwendeten Belastungswiderstandes auf der Prüfungsurkunde vermerkt. Dadurch soll eine etwaige nachträgliche Änderung der geprüften Geräte mit dem Ziele der Leistungserhöhung verhindert werden, die zwangsläufig die Störbeeinflussung steigern würde. Derartige unzulässige Änderungen haben schon zur Zurückziehung einer Serienprüfnummer und damit verbundenem Widerruf aller bisher erteilten Genehmigungen von Geräten dieser Serie geführt.

Bei der Prüfung von HF-Industriegeneratoren erübrigt sich eine Leistungsmessung, weil sich während der Prüfung unter normalen Betriebsbedingungen herausstellt, ob die abgegebene HF-Leistung ausreicht, den zu behandelnden

4) Einzelprüfungen von HF-Geräten werden nur in Ausnahmefällen vorgenommen, z. B. bei umfangreichen Anlagen, die nicht in Serie hergestellt werden oder beim Umbau bereits im Betrieb befindlicher Einzelgeräte und Anlagen.

5) HF-Geräten für wissenschaftliche Meß-, Unterrichts- und ähnliche Zwecke werden Serienprüfnummern mit dem Kennbuchstaben A zugewiesen.

Werkstoff genügend zu erwärmen. Die Arbeitspunkte des Gerätes werden durch Angabe der Betriebsspannungen und -ströme der Röhren im Meßprotokoll hinreichend festgelegt.

Um die Streuungen innerhalb der Serien zu überwachen, müssen die Herstellerfirmen über ausreichende Meßgeräte verfügen, die eine dauernde Kontrolle der laufenden Fertigung gestatten. Die Prüfstelle behält sich vor, Nachprüfungen aus der laufenden Fertigung durchzuführen.

Die bisherigen Prüfungen

In der Zeit vom November 1950 bis November 1953 hat das Fernmeldetechnische Zentralamt in Darmstadt HF-Geräte aus 144 Serien geprüft. 94 davon sind Geräte für medizinische und 50 Geräte für industrielle Zwecke. 66 Typen der geprüften HF-Therapiegeräte arbeiten auf der Nennfrequenz 27 120 kHz, 25 auf der Frequenz 40,68 MHz und 3 Gerätetypen auf 2400 MHz. Von diesen 94 geprüften Serien konnten auf Grund der Meßergebnisse 44 Gerätetypen mit Serienprüfnummern der Kenzeichnung B zum Betrieb zugelassen werden. Gleichzeitig wurden 30 HF-Industriegeneratoren für dielektrische Erwärmung mit einer HF-Leistung unter 1 kW untersucht, davon arbeiten 7 mit der konstanten Frequenz 27 120 kHz. Mit einer HF-Leistung über 1 kW wurden 14 Generatoren für dielektrische Erwärmung geprüft, davon 2 Serien mit der Arbeitsfrequenz 27 120 kHz.

Vom Standpunkt der Funkdienste aus ist es zu begrüßen, daß es trotz anfänglicher Schwierigkeiten verschiedenen Herstellern gelungen ist, Generatoren für Kunststoffolien-Schweißung auch bei Leistungen über 2 kW mit konstanter Frequenz zu bauen. Dadurch kann die Schirmung der Schweißpresse entfallen, die für den Betrieb in manchen Fällen hinderlich ist.

Auch Generatoren für dielektrische Holzverleimung und zur Sterilisierung von Lebensmitteln für durchlaufendes Wärmegut sowie Generatoren zum Betrieb an Verpackungsmaschinen arbeiten mit gutem Erfolg auf der konstanten Frequenz 27 120 kHz. Gerade für den Betrieb an Arbeitsvorrichtungen, die im Zuge eines Fließbandes eingebaut sind, empfiehlt es sich, eines der zugeteilten Frequenzbänder zu benutzen, um den Schwierigkeiten umfangreicher Schirmmaßnahmen auszuweichen.

Weiterhin wurden im gleichen Zeitraum 6 Typen von HF-Industriegeneratoren für induktive Erwärmung geprüft, davon 5 mit einer Leistung über 1 kW. Es zeigte sich, daß auch Generatoren mit Ausgangsleistungen über 10 kW bei wirtschaftlich vertretbarem Aufwand so weit entstört werden können, daß sie den geforderten Bedingungen in Störstrahlung und Störspannung auf der Leitung mit mehrfacher Sicherheit entsprechen. Insgesamt 42 HF-Industriegeneratoren erhielten Serienprüfnummern mit dem Kennbuchstaben C.

Bild 3 gibt eine Gegenüberstellung der geprüften Gerätearten wieder und läßt erkennen, daß nahezu ¾ der geprüften Geräte auf den zugewiesenen Frequenzbändern arbeiten. Dieser Prozentsatz wird wahrscheinlich noch steigen, nachdem sich herausgestellt hat, daß der zum Konstanthalten der Frequenz erforderliche technische Aufwand geringer ist als

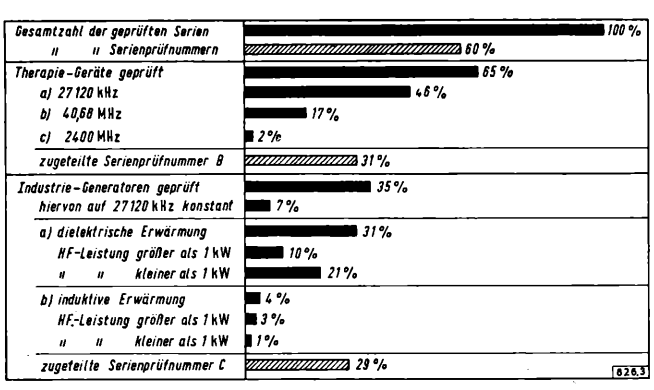


Bild 3. Gegenüberstellung der geprüften Gerätearten.

kostspielige Schirmmaßnahmen, die außerdem oft die Arbeitsgeschwindigkeit der Maschinen herabsetzen. Ferner fällt auf, daß die Anzahl der für HF-Industriegeneratoren ausgegebenen Serienprüfnummern nahezu genau so groß ist wie die den HF-Therapiegeräten zugeteilte, obgleich doppelt so viele Therapiegeräte geprüft wurden wie Industriegeneratoren. Der Grund hierfür dürfte darin liegen, daß ein großer Teil der Therapiegeräte herstellenden Firmen keine geeigneten Meßgeräte besitzt. Dadurch werden Serienprüfungen beantragt, bevor der Hersteller übersehen kann, ob die Geräte den Zulassungsbedingungen entsprechen werden.

Sehr klein erscheint die Zahl der bisher geprüften Generatoren für induktive Erwärmung. Diese Tatsache erklärt sich wohl daraus, daß ein Teil der Hersteller annimmt, diese Maschinen könnte man ohne Prüfung zum Betrieb zulassen, da sie meistens auf Industriegelände arbeiten. Hierzu sei aufklärend bemerkt, daß seit einiger Zeit auch keine befristeten Betriebserlaubnisse (Anmeldebestätigungen) mehr für Seriengeräte ohne Prüfnummer ausgegeben werden können, weil nunmehr zahlreiche Geräte und Anlagen für alle Verwendungszwecke und Leistungsstufen mit Serienprüfnummern auf dem Markt zur Auswahl stehen.

Prüfung und Auswertung der Ergebnisse

Bei der Prüfung werden sämtliche einstellbaren Betriebsmöglichkeiten der Geräte und Anlagen einschließlich der möglichen Bedienungsfehler erfaßt; z. B. ist Leerlauf eines Generators nach der dem Gerät beigegebenen Bedienungsanweisung meist nicht erwünscht, kann jedoch bei manchen Geräten versehentlich eingestellt werden. Wenn dann die Störfeldstärke über den zugelassenen Grenzwert hinaus steigt oder die Arbeitsfrequenz aus dem vorgeschriebenen Frequenzband hinauswandert, so fordert das Fernmeldetechnische Zentralamt den Hersteller auf, die Einstellung dieses Betriebszustandes zu verhindern (beispielsweise durch Einschalten eines Gitterstromrelais, das den Generator im Leerlauf selbsttätig ausschaltet). Ebenfalls müssen Schalter und Kontakte, die den Generator selbsttätig ausschalten, sobald die Schirmung der Arbeitsvorrichtung geöffnet wird, so angeordnet sein, daß sie vom Bedienungspersonal zum Beschleunigen der Werkstoffbeschickung nicht regelwidrig betätigt werden können.

Frequenzmessung

Bei der Prüfung der Frequenzkonstanz von Geräten, die in einem der zugelassenen Frequenzbänder arbeiten, darf die größte Frequenzabweichung während der Serienprüfung 70 % der zugelassenen Frequenzbandbreite nicht überschreiten. Für die Nennfrequenz von 27 120 kHz ± 0,6 % muß die Arbeitsfrequenz während der Prüfung also in den Grenzen 27 006,1 ··· 27 233,9 kHz, bei einer Nennfrequenz von 40,68 MHz ± 0,05 % innerhalb 40,666 ··· 40,694 MHz liegen, und bei Dezimeterwellengeräten mit der Nennfrequenz 2400 MHz ± 50 MHz dürfen die Grenzen 2365 ··· 2435 MHz nicht überschritten werden.

In vielen Fällen sollen Geräte im Dezimeterwellenbereich, die sowohl für den Export als auch für den Inlandmarkt bestimmt sind, den im Bundesgebiet geltenden Bedingungen 2400 MHz ± 50 MHz und den in den Überseeländern aufgestellten Forderungen 2450 MHz ± 50 MHz gleichzeitig entsprechen. Beide Bedingungen werden erfüllt, wenn die Frequenzänderungen während der Prüfung die Grenzen 2400 bis 2435 MHz nicht überschreiten. Es hat sich gezeigt, daß diese Bedingungen bei Verwendung eines mechanisch und thermisch ausreichend stabilen Magnetrons ohne Schwierigkeiten einzuhalten sind.

Die Frequenz wird im KW- und UKW-Bereich mit einem Überlagerungsfrequenzmesser ermittelt, der eine Genauigkeit von 10^{-4} ··· 10^{-5} haben muß. Von der Meßgeräte herstellenden Industrie wurden zur Prüfung der Frequenzkonstanz von HF-Geräten besondere Frequenzmesser für die international zugelassenen Frequenzbänder mit ausreichender Genauigkeit entwickelt. Sie arbeiten nach dem Über-

lagerungsprinzip und sind mit einem Quarz zu Vergleichsmessungen ausgerüstet. Der Quarz schwingt meistens mit der Grundwelle oder einer Oberwelle in der Frequenz 13 560 kHz. Weitere Oberwellen des Quarzes ermöglichen den Vergleich mit den anderen beiden zugelassenen Frequenzbändern. Die hohe Eingangsempfindlichkeit gestattet, Frequenzen auch in größerer Entfernung vom zu prüfenden Gerät zu messen. Nachdem der Funkstörungs-Meßdienst mit genügend Frequenzmessern dieser Art ausgerüstet wurde, ist es möglich, Reihenmessungen an im Betrieb befindlichen Geräten vom Funkmeßwagen aus vorzunehmen, ohne beispielsweise die ärztliche Behandlung zu behindern oder eine Produktionsunterbrechung bei Industriegeneratoren hervorzurufen.

In *Bild 4* ist der Frequenzverlauf eines Kurzwellentherapiegerätes, abhängig von der Verstimmung des Patientenkreises, wiedergegeben. Bei richtig bemessenem Schwingkreis liegt die Arbeitsfrequenz des Gerätes bei abgestimmtem Patientenkreis in der Mitte des zugelassenen Bandes. Eine Verstimmung des Patientenkreises lenkt die Arbeitsfrequenz in der Nähe des Resonanzpunktes ab. Bei ausreichender Blindlast im Anodenschwingungskreis (großes *C*, kleines *L*) und genügend loser Ankopplung des Patientenkreises bleiben die Frequenzabweichungen innerhalb des zugelassenen Bandes. Im allgemeinen wählt man bei einer Arbeitsfrequenz von 27 120 kHz die Kapazität des Anodenschwingkreises größer als 50 pF.

Die geforderte Frequenzkonstanz wurde bei den meisten der geprüften Geräte ohne Schwierigkeiten eingehalten. Bei mechanisch ungenügend stabilem Aufbau und zu fester Ankopplung des Patientenkreises wurden jedoch auch Frequenzabweichungen bis zu 7000 kHz festgestellt. Verschiedentlich hat man bei quarzgesteuerten Geräten der Arbeitsfrequenz 40,68 MHz beobachtet, daß die Endstufe infolge unzureichender Neutralisation von Trioden zu selbständigem Schwingen neigte. Neben unzulässigen Frequenzabweichungen wurden hierbei Störfeldstärke-Werte der Harmonischen weit oberhalb des zulässigen Grenzwertes gemessen. Bei zu fester Kopplung zwischen Patienten- und Anodenkreis kann die Frequenz auf eine Resonanzfrequenz umspringen, die aus Patientenschwingkreis und Tiefpaßfilter für die Oberwellen vor den Patientenzuleitungen gebildet wird.

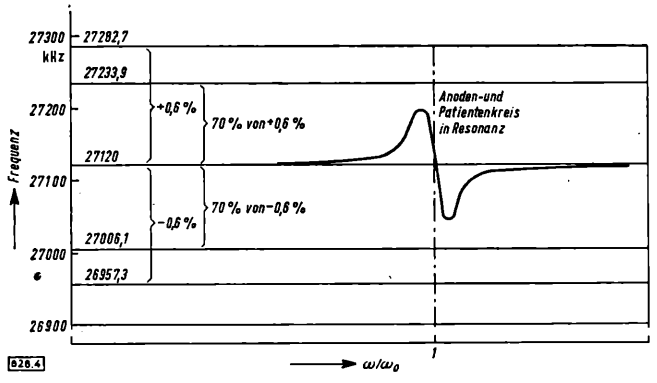


Bild 4. Frequenzverlauf eines Kurzwellen-Therapiegerätes, abhängig von der Verstimmung des Patientenkreises.

Frequenzen im Dezimeterwellenbereich mißt man entweder mit einer konzentrischen, am Ende kurzgeschlossenen Meßleitung, die wegen einer ausreichenden Meßgenauigkeit mehrere Wellenlängen der zu messenden Frequenz überstreichen kann[6]), oder mit einem Topfkreis mit Mikrometerantrieb. Während die Frequenz der Dezimeterwellengeräte von der Belastung nahezu nicht abhängt, kann die Erwärmung des Magnetrons beträchtliche Frequenzänderungen verursachen. Bei Magnetrons mit großem Luftspalt hat die stabile Aufhängung des Glaskörpers im Magnetfeld einen großen Einfluß auf die Frequenzstabilität.

6) Ein Ablesefehler von z. B. 0,2 mm auf der Meßleitung hat, wenn sie so lang wie zwei Wellenlängen ist, einen Frequenzmeßfehler von 19 MHz zur Folge.

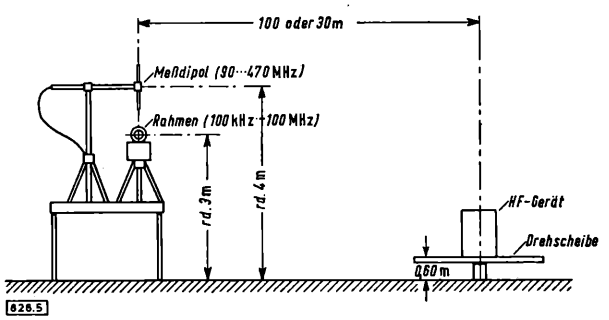


Bild 5. Meßaufbau für Störfeldstärke-Messungen an HF-Geräten.

Messung der Störfeldstärke

Die Störfeldstärke im Frequenzbereich 150 kHz bis 470 MHz mißt man mit dem in *Bild 5* dargestellten Meßaufbau. Das zu prüfende Gerät steht etwa 60 cm über dem Erdboden, der Abstand der Meßantenne vom Erdboden beträgt zwischen 3 und 4 m. Die Umgebung muß in ausreichendem Abstand frei von reflektierenden Gegenständen sein. Diese Forderung ist hinreichend erfüllt, wenn sich im Umkreis einer Ellipse mit dem Achsenverhältnis $2 : \sqrt{3}$, deren Brennpunkte durch die Aufstellungsorte des zu prüfenden Gerätes und der Meßantenne gebildet werden, keine Reflektoren befinden *(Bild 6)*. Wegen der analytischen Definition der Ellipse ist der Umweg eines an ihrem Rande reflektierten Strahles doppelt so groß wie der Weg des unmittelbar von Brennpunkt zu Brennpunkt gelangenden Strahles. Auch am Rande der Ellipse sollten keine größeren reflektierenden Flächen vorhanden sein.

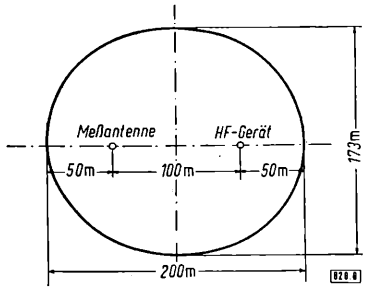
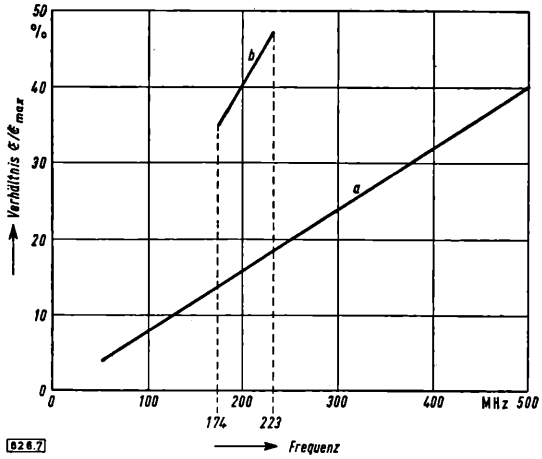


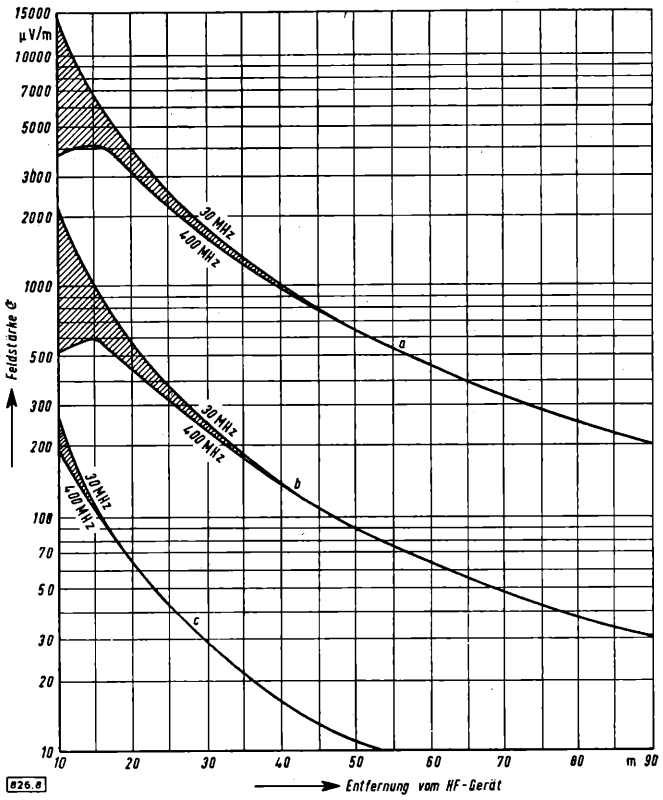
Bild 6. Reflexionsfreier elliptischer Meßplatz für Störfeldstärke-Messungen.

Großen Einfluß auf das Meßergebnis haben im UKW-Bereich die Abstände der Meßantenne und des HF-Gerätes vom Erdboden. Ist der Erhebungswinkel klein (der Winkel zwischen der Verbindungslinie vom HF-Geräte-Mittelpunkt zum Mittelpunkt der Meßantenne und der Erdbodenoberfläche), so wird nur ein Bruchteil der Feldstärkewerte erfaßt, die in größerer Höhe über dem Erdboden bei gleicher waagerechter Entfernung zwischen HF-Gerät und Meßantenne tatsächlich auftreten. Die Erhebungswinkel bei dem in Bild 5 dargestellten Meßaufbau sind bei 100 m Entfernung kleiner als 2° und bei 30 m Entfernung kleiner als 6°.



a Entfernung zwischen HF-Gerät und Meßantenne 100 m
b Entfernung zwischen HF-Gerät und Meßantenne 30 m (Fernsehband III)

Bild 7. Verhältnis der bei dem in Bild 5 dargestellten Meßaufbau zu messenden Feldstärke $\mathfrak{E}$ zu der in größerem Abstand vom Erdboden vorhandenen Feldstärke $\mathfrak{E}_{max}$ bei horizontaler Polarisation.



a für die Bedingung 225 µV/m (Effektivwert) in 100 m
b für die Bedingung 45 µV/m (Scheitelwert) in 100 m
c für die Fernsehbedingung 30 µV/m (Effektivwert) in 30 m Entfernung vom Gerät bei 3 m Abstand der Meßantenne und 0,6 m Abstand des HF-Gerätes vom Erdboden

Bild 8. Abnahme der Störfeldstärke mit der Entfernung im UKW-Bereich.

Im *Bild 7* ist das Verhältnis der beim Meßaufbau nach Bild 5 zu messenden Feldstärke $\mathfrak{E}$ zu der in größerer Höhe über dem Erdboden tatsächlich vorhandenen Feldstärke $\mathfrak{E}_{max}$ abhängig von der Frequenz für horizontale Polarisation dargestellt. In den USA wählt man beispielsweise für Störstrahlungsmessungen an Empfängern einen Meßaufbau, bei dem der Abstand der Meßantenne und des zu messenden Gerätes vom Erdboden in den Grenzen 0 ··· 10 m verändert wird, um jeweils für die Meßfrequenz das Feldstärkemaximum erfassen zu können. Die Entfernung zwischen Gerät und Meßempfänger beträgt hierbei etwa 30 m.

Trägt man die Feldstärke abhängig von der Entfernung auf und berücksichtigt man hierbei die Abhängigkeit von der Bodenreflexion für den festgelegten Meßaufbau, so ergeben sich die in *Bild 8* dargestellten Näherungskurven. Der Berechnung der Feldstärkewerte wurden die Strahlungsleistungen aus Bild 2 zugrunde gelegt. Es ist zu erkennen, daß in Entfernungen unter 20 m die Feldstärke bei höheren Frequenzen vom durch Interferenz zwischen direktem und am Erdboden reflektiertem Strahl bedingten quadratischen Verlauf abweicht.

Ein Überblick über die durchschnittlichen Störfeldstärke-Werte der Harmonischen in 100 m Entfernung vom HF-Gerät gibt *Bild 9* wieder. Hierzu wurde aus sämtlichen bisherigen Serienprüfungen von Kurzwellen-Therapiegeräten mit der Arbeitsfrequenz 27 120 kHz (einschließlich derjenigen Geräte, die den geforderten Bedingungen nicht entsprachen) ein statistischer Mittelwert der Störfeldstärken gebildet.

Bei dem im Bild 5 dargestellten Meßaufbau beobachtete man, daß das Feld der Harmonischen niedriger Ordnungszahl durchweg vertikal und oberhalb 200 MHz fast nur horizontal polarisiert ist, während im Bereich 150 ··· 200 MHz die schräge Polarisationsebene bevorzugt wird. Für den Betrieb am Aufstellungsort dieser Geräte braucht diese Beobachtung nicht zuzutreffen, weil die Umgebung die Polarisation des Störfeldes stark beeinflussen kann.

Aus der Darstellung ist zu erkennen, daß mit Ausnahme der ersten drei Oberwellen die Störfeldstärke-Werte etwa mit der dritten Potenz der Ordnungszahl der Harmonischen abnehmen. Die Abweichung hiervon bei den niedrigeren Harmonischen ist in erster Linie darauf zurückzuführen, daß die Geräteabmessungen gegenüber einer Viertelwellenlänge dieser Frequenz klein sind, daß also relativ schlechte Strahlungsbedingungen gegeben sind.

Setzt man die geometrische Summe der Oberwellen-Feldstärkewerte zum Feldstärkewert der Grundwelle ins Verhältnis, so erhält man einen dem Klirrfaktor vergleichbaren Wert. Er ist sehr gering und liegt durchschnittlich zwischen 2 und 3 %.

Messung der Funkstörspannung auf Leitungen

Zur Zeit kann man Funkstörspannungen auf Netzzuleitungen verbindlich nur im Frequenzbereich 150 kHz ··· 30 MHz messen. Die Weiterentwicklung der Meßverfahren und -geräte setzt sich zum Ziel, Störspannungsmessungen auch im UKW-Bereich 30 ··· 300 MHz zu ermöglichen.

Mit der Messung der Funkstörspannung auf Leitungen während der Serienprüfung eines HF-Gerätes will man ermitteln, ob sichergestellt ist, daß beim Betrieb aller zur Serie gehörenden Geräte am endgültigen Aufstellungsort der Funkstörgrad *N* auf keiner Leitung außerhalb des zum Betrieb gehörenden Grund und Bodens bei HF-Industriegeneratoren und außerhalb des Aufstellungsraumes (z. B. der Arztpraxis) bei HF-Therapiegeräten überschritten wird. Die Messungen werden zur Zeit noch nach VDE 0877/III. 42 mit Meßgeräten entsprechend VDE 0876/III. 42 vorgenommen.

Messungen der Störklemmenspannung mit Netznachbildungen entsprechend § 5 von VDE 0877 erfassen lediglich den Anteil der Störspannung auf der Leitung, der unmittelbar über die Klemmen der Netzleitung austritt. Derjenige Anteil der Störspannung hingegen, der durch kapazitive oder induktive Kopplung zwischen HF-Gerät und Netzleitung hinter der Netznachbildung auftritt, wird durch das netzseitige Filter der Netznachbildung vom Eingang des Störspannungs-Meßgerätes ferngehalten. Das während der Serienprüfung auf dieser Grundlage ermittelte Meßergebnis liefert daher keine Anhaltspunkte für die am endgültigen Aufstellungsort der Anlage auf der Leitung zu erwartende Störspannung. Es kann lediglich feststellen, ob das am Netzausgang des HF-Gerätes vorgesehene Netzfilter ausreichend bemessen ist. Um auch die durch Kopplung auf die Leitung gelangende Störspannung zu erfassen, wird im Anschluß an die Messung der Störklemmenspannung nach VDE 0877 § 12 die Funkstörspannung auf der Leitung gemessen. Hierbei ist jedoch zu bedenken, daß die örtlichen Verhältnisse, z. B. die

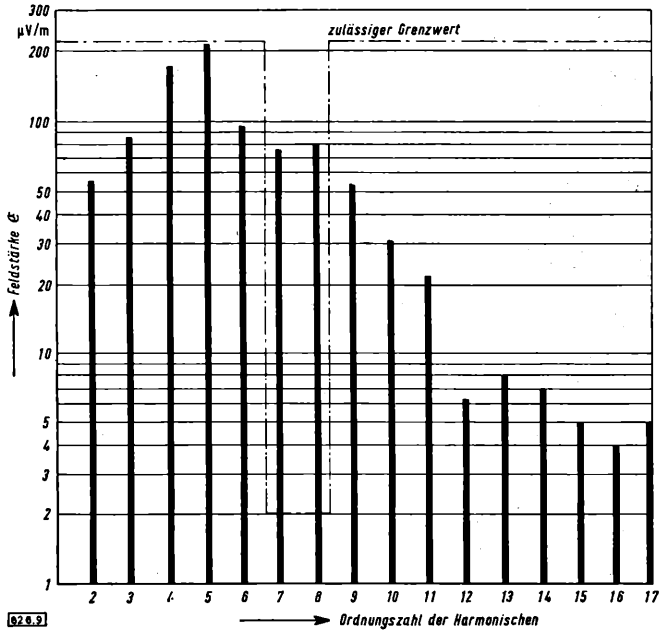


Bild 9. Durchschnittlich gemessene Werte der Störfeldstärke von Kurzwellen-Therapiegeräten mit der Arbeitsfrequenz 27 120 kHz.

Länge der Starkstromleitungen bei der Serienprüfung mit in die Messung eingehen. Nur bei ausreichender Erfahrung kann vorausbestimmt werden, wie groß die Störspannung auf der Leitung am endgültigen Aufstellungsort der Anlage auf Grund der Meßergebnisse bei der Serienprüfung sein wird. Um dieser Unsicherheit zu begegnen, wird ein Meßverfahren vorbereitet, das neben der Strahlungsmessung und der Messung der Störklemmenspannung die durch kapazitive oder induktive Kopplung vom HF-Gerät ausgehende Störbeeinflussung meßtechnisch erfassen kann.

Zahlreiche Prüfungen haben ergeben, daß auch HF-Geräte und -anlagen, die wegen ihrer niedrigen Arbeitsfrequenz (Lang- oder Mittelwellen) wenig strahlen, genau so sorgfältig geschirmt werden müssen, wie Anlagen mit Arbeitsfrequenzen im UKW-Bereich, weil sonst die HF-Energie auf die Installation in der Nähe des Aufstellungsortes ausgekoppelt werden kann und dadurch die Bedingungen für die Störspannung auf der Leitung auch bei ausreichend wirksamen Siebmitteln nicht einhaltbar sind. So hat sich beispielsweise bei der Prüfung von HF-Industriegeneratoren für induktive Erwärmung mit einer HF-Ausgangsleistung über 10 kW gezeigt, daß bei sorgfältig geschirmtem Generator einschließlich der HF-Anpassungsübertrager und ausreichender Verdrosselung der Netzleitungen an jedem Punkte der Leitung der Funkstörgrad *N* eingehalten wurde, obgleich die Arbeitsspule selbst ungeschirmt und daher von allen Seiten zugänglich war.

Abschließend sei bemerkt, daß es bei der Vielzahl der vorliegenden Anträge auf Serienprüfungen nicht möglich ist, im Rahmen der für die Prüfung vorgesehenen knappen Zeit einer Störungsursache nachzugehen, wenn sich zeigt, daß das Gerät den geforderten Ansprüchen nicht entspricht.

Die in den vier Jahren seit Inkrafttreten des Hochfrequenzgesetzes von der Prüfstelle und den Herstellern gewonnenen Erfahrungen widerlegen das besonders am Anfang weit verbreitete Vorurteil, daß der wirtschaftliche Aufwand zum Bau funkstörarmer HF-Geräte beträchtlich höher sei, als zum Erreichen des eigentlichen Betriebszieles geplant war. In zahlreichen Fällen stellte sich sogar heraus, daß die Maßnahmen, die zur Funkentstörung getroffen wurden, die Betriebsbedingungen verbesserten und die Betriebssicherheit erhöhten.

Die in gemeinsamer Arbeit aller Beteiligten zusammengetragenen Erkenntnisse bilden die Grundlage für die nach der VDE-Bestimmung 0871 zu treffenden Maßnahmen zur Funk-Entstörung von Hochfrequenzgeräten.

Zusammenfassung

Nach einer kurzen Zusammenstellung der Entstörbestimmungen für Hochfrequenzgeräte wird das Prüfverfahren geschildert. Ein Überblick über die durchgeführten Prüfungen zeigt, daß bisher 144 Gerätetypen seriengeprüft wurden, davon 94 für medizinische und 50 für industrielle Zwecke. Von den 144 Serien wurden 86 mit Serienprüfnummern zum Betrieb zugelassen. Die Entwicklung läßt erkennen, daß die Hersteller bestrebt sind, im Rahmen der technologischen Möglichkeiten die für HF-Geräte zugeteilten Frequenzbänder zu benutzen. Die Prüfergebnisse haben gezeigt, daß die geforderten Grenzwerte mit Sicherheit eingehalten und damit die wirksame Funkentstörung von Hochfrequenzgeräten erreicht werden können, wenn bereits bei der Planung der Geräte die hierfür in Betracht kommenden technischen Gesichtspunkte berücksichtigt werden.

Eine ausführliche Beschreibung der Meßverfahren und Erörterung der Meßergebnisse soll den Herstellern von HF-Geräten Gelegenheit geben, sich mit den zur Serienprüfung gehörenden Messungen vertraut zu machen.

Sonderdruck aus Elektrotechnische Zeitschrift – ETZ Bd. 75 (1954) Heft 15, S. 504–506

Funk-Entstörung von Kraftfahrzeugen

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt der Bundespost)

Von **Werner Scholz**, Darmstadt

DK 621.396.828 : 629.113/.118

Einführung. Bei der Funk-Entstörung nimmt die der Kraftfahrzeuge technisch und organisatorisch insofern eine Sonderstellung ein, als hier die Störquellen nicht mit dem Starkstromnetz in Verbindung stehen, sondern aus eigener Stromquelle versorgt werden und sich im Straßenverkehr bewegen. Hierüber soll insbesondere mit Rücksicht auf die Einführung des Fernseh-Rundfunks mit seiner stetig steigenden Teilnehmerzahl der nachstehende Aufsatz einen allgemeinen Überblick nach dem neuesten Stand der Entwicklung vermitteln.

Für die Funk-Entstörung der Kraftfahrzeuge gibt es zwei Gruppen von Interessenten: Zur ersten gehören solche Benutzer von Kraftfahrzeugen, die in diesen Funkempfänger betreiben wollen und hierbei durch Teile der elektrischen Ausrüstung des eigenen Fahrzeugs gestört werden; zur zweiten gehören die Inhaber von Funk-Empfangsanlagen aller Dienste vornehmlich im Ultrakurzwellenbereich, die sie ortsfest in der Nähe von Kraftfahrzeugstraßen oder beweglich in Straßenfahrzeugen benutzen wollen und die hierbei von fremden Fahrzeugen gestört werden. Mit der fortschreitenden Entwicklung der Funktechnik und der Zunahme der Funkdienste besonders im Ultrakurzwellenbereich wächst die Zahl der Interessenten beider Gruppen, von denen nur die Sicherheitsbehörden, private und behördliche Verkehrsbetriebe sowie nicht zuletzt der Ton- und Fernseh-Rundfunk erwähnt seien, immer mehr an.

Störquellen im Kraftfahrzeug

Auch die Funk-Störquellen im Kraftfahrzeug lassen sich technisch in zwei Arten unterteilen: Die erste Art umfaßt die mit Niederspannung arbeitenden Teile der elektrischen Ausrüstung, wie Unterbrecher, Lichtmaschine mit Regelschalter, Scheibenwischer, Blinklicht und ähnliches, bei deren Betrieb unerwünscht, aber unvermeidlich, Funken infolge elektrischer Schaltvorgänge auftreten; zur zweiten Art gehören die mit Hochspannung arbeitenden Teile der elektrischen Zündanlage, in denen — wie in der Zündkerze — ein kräftiger elektrischer Funke absichtlich und betriebsnotwendig erzeugt wird oder — wie im Überschlagsverteiler — unvermeidbar auftritt. Während diese zweite Art ein ausschließliches Merkmal aller Kraftfahrzeuge mit Ottomotor darstellt, ist die erste Art von Störquellen mehr oder weniger in Kraftfahrzeugen aller Antriebsarten zu finden.

In ihrer Auswirkung entsprechen die Störspannungen ihrer unterschiedlichen Entstehungsart. Während die geringe Störenergie der Niederspannungsanlage sich nur auf Funkgerät innerhalb des Fahrzeugs auswirken kann und außerhalb des Fahrzeugs kaum nachweisbar ist, wird die von der Hochspannungs-Zündanlage erzeugte verhältnismäßig viel stärkere Störenergie auch außerhalb des Fahrzeugs noch auf Entfernungen von 100 m und mehr abgestrahlt, und zwar bevorzugt auf Frequenzen über 30 MHz, d. h. im Ultrakurzwellenbereich. Die Störwirkung der beiden Arten von Störquellen ist jedoch in ihrer Stärke genau so uneinheitlich wie der mechanische Aufbau der damit ausgestatteten Fahrzeuge. An diesem Punkt hat die Funk-Entstörung der Kraftfahrzeuge, insbesondere der Kraftwagen zuerst anzusetzen.

Entstörmaßnahmen

Wie schon erwähnt wurde, wird die Störenergie von elektrischen Funken ausgelöst. Da sich die Funkenstrecken wohl bei allen in Kraftfahrzeugen benutzten elektrischen Anlageteilen innerhalb metallischer Gehäuse befinden, können sie ihre Störenergie auf benachbarte Funk-Empfangsantennen nicht unmittelbar durch Strahlung der Funkenbahn, etwa wie bei atmosphärischen Blitzentladungen, übertragen, sondern müssen sich hierzu der angeschlossenen Leitungen bedienen. Die Anschlußleitung jedes Störers stellt also die „Sendeantenne" für die Störenergie dar. Ihr Wirkungsgrad ist um so schlechter, je mehr sie von elektrisch leitenden Teilen ihres Gegenpols, in diesem Fall des Fahrzeugchassis („Masse"), umschlossen wird. Verlegt man derartige Leitungen möglichst auf ihrem ganzen Weg unmittelbar auf metallisch miteinander verbundenen Teilen des Fahrzeugs und vermeidet es, störendes Zubehör an nichtmetallischen Aufbauten anzubringen, so ist bereits ein nicht unwesent-

licher Schritt zur Funk-Entstörung ohne Einbau besonderer Störschutzmittel getan. Dies gilt auch, und zwar in besonderem Maße, für die Hochspannungs-Zündanlage, für deren sämtliche Teile ein Platz am Motorblock unter Vermeidung freischwebender Zündkabel gefunden werden sollte. Selbstverständlich läßt sich diese schon häufig erhobene Forderung bei der Neukonstruktion von Kraftfahrzeugen nicht so leicht erfüllen, wie sie niedergeschrieben wird; ist sie aber erfüllt, dann erspart sie beim nachträglichen Einbau von Funkempfangsgerät meistens eine Unzahl von Masseverbindungen und vermindert den Aufwand an anderen Entstörmitteln.

Art und Umfang zusätzlicher Entstörmittel hängen vom verlangten Entstörgrad ab. Zur Befriedigung der beiden eingangs erwähnten Gruppen von Interessenten an der Kraftfahrzeug-Entstörung dient die „Nah-Entstörung" (früher „Voll-Entstörung" genannt), während die zweite Gruppe von Interessenten für sich allein lediglich die im Aufwand geringere „Fern-Entstörung" (früher „Einfach-Entstörung" genannt) verlangt, die naturgemäß von selbst schon in der Nah-Entstörung mit enthalten ist.

Neue Entstörmittel

Die technischen Erkenntnisse und Erfahrungen besonders in der Ultrakurzwellentechnik in den letzten 15 Jahren haben selbstverständlich auch bei der Neukonstruktion der Entstörmittel ihren Niederschlag gefunden. Bei den für die Entstörung der Niederspannungsgeräte verwendeten Kondensatoren hat man die Längsinduktivität und bei den Drosselspulen die Querkapazität verringert, um ihre Wirksamkeit im Ultrakurzwellenbereich zu verbessern. Das beste Ergebnis wird erzielt, wenn sie mit möglichst kurzen Anschlußdrähten unmittelbar an der störenden Funkenstrecke innerhalb des Gehäuses des störenden Gerätes von vornherein eingebaut werden. Bei der weitaus schwierigeren Entstörung der Hochspannungs-Zündanlage wurden bis in die letzten Monate hinein noch weitgehende Fortschritte erzielt. Während hierfür die bisherige Voll-Entstörung noch eine metallische Abschirmung aller Zündleitungen vorsah, führte die Erkenntnis, daß Entstörwiderstände in der Zündleitung um so wirkungsvoller sind, je näher sie an der störenden Funkenstrecke angebracht werden, zur Konstruktion von widerstandsentstörten Verteilerläufern und Zündkerzen, welche die Störenergie von den strahlenden Zündleitungen fernhalten und dadurch deren Abschirmung in vielen Fällen überflüssig machen. Eine ähnliche Wirkung erreicht man, wenn man statt der fest und unverlierbar in Verteilerläufer und Kerze eingebauten Widerstände solche in den Verteilersteckern und in metallisch geschirmten Kerzensteckern unterbringt. Während alle diese neu entwickelten Teile seit kurzem bereits im Handel erhältlich sind, wurden neuerdings Versuche wieder aufgenommen, die Strahlungswirkung der Zündkabel dadurch herabzusetzen, daß ihre metallische Seele durch Widerstandswerkstoff ersetzt wird. Diese Widerstandskabel allein können allerdings nur in solchen Fahrzeugtypen eine ausreichende Funk-Entstörung gewährleisten, deren Störstrahlung auch ohne Störschutz schon gering ist, bei Krafträdern wird damit auf keinen Fall der erforderliche Entstörgrad erreicht. In Verbindung mit anderen Störschutzelementen werden sie jedoch nicht ohne Bedeutung bleiben.

Nah-Entstörung

Bei der Funk-Entstörungstechnik der am Starkstromnetz betriebenen Maschinen und Geräte ist es seit langem üblich, die zulässigen Höchstwerte der Störspannungen in Funk-Störgraden auszudrücken und zu vereinbaren. Die Voraussetzungen hierfür, nämlich ein definierter Bezugspunkt für die Messung der Störspannungen und eine konstante Kopplung sind jedoch nur am ortsfesten Starkstromnetz für Störquelle und Funkempfänger in vollem Umfang erfüllt. Auf die elektrischen Anlagen und die Störquellen in fahrenden Kraftfahrzeugen trifft dies keineswegs zu. Für Hochfrequenzspannungen stellen die Metallteile des Fahrzeugs als „Masse" allenfalls theoretisch einen Bezugspunkt dar, praktisch ist dieser jedoch als solcher ungeeignet, da sich im rauhen Fahrbetrieb die Kontakte zwischen den Fahrzeugteilen ständig verändern. Infolgedessen ist auch die Kopplung zwischen den Störquellen und einer im Fahrzeug betriebenen Funk-Empfangsanlage nur innerhalb gewisser Toleranzen konstant. Wenn diese Toleranzwerte bisher noch nicht durch eingehende Untersuchungen ermittelt und durch Vereinbarung festgelegt wurden, so liegt dies daran, daß sich im Falle einer „Nah-Entstörung" immer Störquelle und gestörte Funkanlage unter Aufsicht desselben Benutzers befinden, der in seinem eigenen Interesse um eine gleichbleibende ausreichende Entstörung bemüht ist und sozusagen Vereinbarungen mit sich selbst trifft. Eine wirkungsvolle Nah-Entstörung wird daher bisher noch für jeden Fahrzeugtyp empirisch und unter besonderer Berücksichtigung der elektrischen Eigenschaften des jeweils eingebauten Funkgerätes vorgenommen.

Fern-Entstörung

Grundsätzlich anders liegen die Verhältnisse bei der Fern-Entstörung, die zum Schutz oft mehrerer verschiedenartiger Funk-Empfangsanlagen außerhalb des störenden Fahrzeugs und in ständig wechselnder Entfernung von ihm erforderlich ist. Hier befinden sich Störquelle und Funkgerät in verschiedener Hand und der Fahrzeughalter ist an der Entstörung nur in dem seltenen Fall interessiert, wenn er selbst von seinem Fahrzeug aus an einem Funkdienst teilnimmt. Glücklicherweise verfügt nur die Hochspannungs-Zündanlage, also Überschlagsverteiler und Zündkerzen, über eine nennenswerte Fernwirkung und auch nur im Ultrakurzwellenbereich, so daß die Fern-Entstörung nur diese zu erfassen braucht. Ferner genügt zur Definition des Störgrades die Angabe der höchstzulässigen Stör-Feldstärke in einer bestimmten Entfernung. Weiterhin wird die Diskussion über die für die verschiedenartigen Funkdienste jeweils höchstzulässige Stör-Feldstärke dadurch vereinfacht, daß erfahrungsgemäß die Entstörung des Fernseh-Rundfunks im 200-MHz-Band (1,5-m-Welle) als des empfindlichsten Funkdienstes von selbst auch alle anderen Funkdienste schützt, so daß sich Untersuchungen auf das Fernsehen beschränken können.

Meßanordnung für die Störstrahlung

Untersuchungen an fernentstörten Kraftfahrzeugen erstrecken sich vorwiegend auf die Messung der Störstrahlung in einem bestimmten Abstand vom Fahrzeug. Die übliche Meßentfernung beträgt 10 m bei 3 m Höhe der Meßantenne über Grund. Da das horizontale Strahlungsdiagramm um das Fahrzeug herum von der Lage der Zündanlage beeinflußt wird und erheblich von der Kreisform abweicht, gilt der unter verschiedenen Winkeln gegen die Fahrzeug-Längsachse gemessene Höchstwert. Als Meßantenne dient ein abgestimmter Dipol, der Meßempfänger weist eine Frequenzbandbreite von $\pm$ 100 kHz auf und sollte sich auf die Frequenzen von etwa 50, 100, 150, 200, 250 und 300 MHz abstimmen lassen. Die Störenergie besteht aus kurzen Impulsen, deren sekundliche Folgezahl von der jeweiligen Dreh- und Zylinderzahl des Motors abhängt. Ihre Amplitude muß daher mit einer Oszillographenröhre oder mit einem Spitzenwertanzeiger am Ausgang des Empfängers gemessen werden[1]).

Meßergebnisse im Straßenverkehr

Um einen Überblick über die derzeit von Kraftfahrzeugen in Deutschland im Ultrakurzwellenbereich verursachte Störstrahlung zu gewinnen, hat man in 10 m Entfernung und in 4 m Höhe über Grund längs einer Straße die Störfeldstärke von 2100 vorüberfahrenden Kraftwagen und 120 Krafträdern aller Art oszillographisch gemessen, wobei nur die von Ottomotoren angetriebenen Fahrzeuge gezählt wurden. Die Ergebnisse für die im Fernsehband liegende Empfangsfrequenz von

[1]) Nähere Einzelheiten bei F. Seelemann: Funk-Enstörung. Verlag O. Elsner, Darmstadt 1954.

200 MHz sind in *Bild 1* eingetragen, und zwar gibt die Ordinate an, wieviel % der Kraftfahrzeuge die von der Abszisse angezeigten Werte der Störfeldstärke in µV/m erreichen. Bild 1 läßt deutlich erkennen, daß die Krafträder durchschnittlich eine stärkere Störstrahlung verursachen als die Kraftwagen, weil deren metallische Motorhaube bis zu einem gewissen Grade abschirmend wirkt. Diese Schirmung fehlt offenbar bei 10 % der Kraftwagen, denn bei dieser Prozentzahl und bei der Störfeldstärke von etwa 5000 µV/m gehen die beiden Kurven ineinander über. Der Wert von 500 µV/m in Bild 1 entspricht dem in Großbritannien und den USA noch zulässigen Höchstwert, der mit den dort üblichen andersartigen Meßgeräten zu 50 µV/m angezeigt würde. Dieser Wert wird von etwa 95 % der Kraftwagen und 99% der Krafträder überschritten. Bei den restlichen 5 % der Kraftwagen, die diesen Grenzwert unterschreiten, ist zu vermuten, daß sie für den Rundfunkempfang mit eingebautem Gerät bereits nah-entstört sind.

Möglichkeiten einer allgemeinen Kraftfahrzeug-Entstörung

Bis zu welchem Grad und mit welchem zumutbaren Aufwand eine allgemeine Fern-Entstörung aller Kraftfahrzeugarten auch in Deutschland technisch möglich ist, wurde vom VDE eingehend und in engstem Einvernehmen mit der Kraftfahrzeugindustrie geprüft und wird in Kürze in den einschägigen VDE-Richtlinien festgelegt werden. Mit deren Erscheinen wäre aber noch keineswegs die Frage gelöst, wie die Fern-Entstörung aller Kraftfahrzeuge mit dauerhafter Wirksamkeit praktisch verwirklicht werden soll. Die naheliegende Maßnahme, von einem vereinbarten Zeitpunkt an alle Kraftfahrzeuge mit Hochspannungs-Zündanlage vom Herstellerwerk nur noch fern-entstört auszuliefern, würde für sich allein erst nach völligem Verbrauch der zahlreichen, bereits im Betrieb befindlichen Fahrzeuge, also erst in 10 ··· 20 Jahren, befriedigend wirksam werden. Da aber von den betroffenen Funkdiensten her wohl kaum eine längere Zeitspanne als ein bis zwei Jahre zugestanden werden kann, wird die nachträgliche Entstörung auch der bereits im Verkehr befindlichen Fahrzeuge innerhalb dieser Zeit auf Grund zwingender Vorschriften nicht zu umgehen sein.

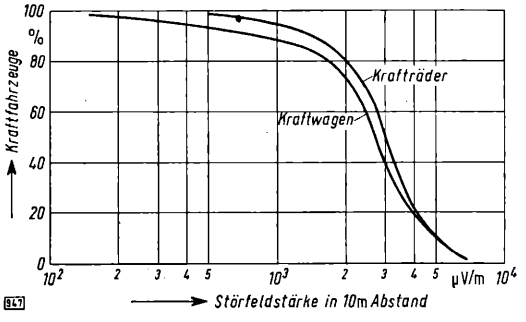


Bild 1. Prozentuale Häufigkeit der Störwerte von Kraftfahrzeugen im Straßenverkehr. Empfangsfrequenz 200 MHz; Meßdipol horizontal polarisiert, parallel zur Straße in seitlicher Entfernung von 10 ± 1 m von der unbebauten Fahrbahn, Höhe 4 m über Grund. Störfeldstärke mit oszillographischer Spitzenwertanzeige bei ± 100 kHz Bandbreite des Meßempfängers gemessen.

Dem an der Entstörung nicht unmittelbar interessierten Kraftfahrzeughalter könnte diese mit Rücksicht auf die je nach Typ und Betriebszustand des unentstörten Fahrzeugs stark streuenden Stör-Feldstärkewerte dadurch wesentlich erleichtert werden, daß nicht nur der zulässige Störgrad, sondern auch handliche Entstörmittel angegeben werden, die ohne umständliche Messungen und kostspielige Betriebsüberwachung in allen Fällen und dauerhaft den verlangten Entstörgrad gewährleisten. Lose Anbauteile, wie sie von einer veralteten Vorschrift zur „Einfach"-Entstörung her noch bekannt sind, kommen hierfür kaum in Frage, da die Erfahrung gezeigt hat, daß diese schon nach kurzer Zeit bei Instandsetzungsarbeiten fahrlässig oder als unbequem vorsätzlich verloren wurden, so daß die Entstörung schließlich nur noch auf dem Papier bestand. Als sicherste und für den Fahrzeugbenutzer bequemste Lösung bieten sich die schon beschriebenen, fest in betriebsnotwendige Teile, wie Verteiler und Kerze, eingebauten Entstörwiderstände an. Andere Lösungsvorschläge sehen besondere Entstörstecker an Kerze und Verteiler oder auch Widerstandskabel vor.

Die Funk-Entstörung stellt allgemein und so auch hier einen Kompromiß zwischen den technischen Forderungen und wirtschaftlichen Möglichkeiten dar. Es ist zu hoffen, daß die sich anbahnende Regelung alle Beteiligten befriedigt und damit bald ein reibungsloses Nebeneinanderleben von Kraftverkehr und Funkbetrieb gewährleistet.

Zusammenfassung

Während alle mit Funkenbildung arbeitenden elektrischen Zubehörteile eines Kraftfahrzeugs den Funkempfang im Fahrzeug selbst stören können, weist nur die Hochspannungs-Zündanlage eine wesentliche Störwirkung auf den Funkempfang außerhalb des Fahrzeugs auf. Die Beseitigung dieser Fernwirkung bei allen Kraftfahrzeugen wird mit „Fern-Entstörung" bezeichnet und liegt im allgemeinen Interesse. Neue Störschutzmittel und Meßanordnungen für die Störstrahlung werden beschrieben sowie Meßergebnisse angegeben, aus denen die prozentuale Häufigkeit der verschiedenen Störwerte der Kraftfahrzeuge im Straßenverkehr hervorgeht. Ferner werden die technischen und organisatorischen Möglichkeiten einer allgemeinen Fern-Entstörung aller Kraftfahrzeuge kurz erörtert.

Über den derzeitigen Stand der Funkwettervorhersage

Von **B. Beckmann**

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Sonderdruck aus VDE-Fachberichte · 18. Band, 1954

I. Die grundlegenden Daten

Bekanntlich existieren in der Ionosphäre durch Einwirkung der Sonnenstrahlung auf verschiedene Gasbestandteile der Atmosphäre mehrere sogenannte Schichten, in denen die Ionisation mit der Höhe zunächst zunimmt und nach Überschreiten eines Maximums wieder abnimmt. Von diesen sind für den Funkverkehr von besonderer Bedeutung die *D*-Schicht zwischen 70 und 100 km Höhe, die *E*-Schicht mit dem Maximum bei etwa 120 km, ferner die im gleichen Höhenniveau liegenden abnormalen Schichtbildungen, die E_s-Schicht und Nordlicht-*E*-Schicht, außerdem besonders die F_2-Schicht mit einem Maximum zwischen 300 und 400 km. Die Ausbreitung der Funkwellen in diesen Schichten ist charakterisiert durch einen komplexen Brechungsindex, dessen Realteil den optischen Strahlungsweg und dessen Imaginärteil die Dämpfung der Welle bestimmt. Da ersterer kleiner als 1 ist und mit wachsender Ionisation gegen 0 geht, kommt im unteren Teil der Schichten eine Strahlenbrechung im Sinne „vom Einfallslot weg" und damit zurück zur Erdoberfläche zustande für den Fall, daß der Punkt der Totalreflexion am Gipfel des gekrümmten Strahles spätestens im Schichtmaximum erreicht wird, was außer vom Einfallswinkel und der Frequenz vom Ionisationsgrad des Maximums abhängt. Anderenfalls durchdringt die Strahlung die Schicht und kehrt nicht mehr zur Erde zurück, es sei denn, daß sie durch eine höhere Schicht mit entsprechend größerer Ionisierung zurückgebrochen wird. Die Frequenz, die gerade noch im Schicht-Maximum total reflektiert wird, nennt man Grenzfrequenz. Für sie gilt folgende einfache Beziehung:

$$f_G = f_\perp / \cos \varphi_0 = M \cdot f_\perp \,, \qquad \text{mit } f_\perp = 0{,}9 \cdot 10^4 \sqrt{N_m} \,. \quad (1)$$

$f_\perp$ Grenzfrequenz für $\varphi_0 = 0$ (senkrechter Einfall)

φ_0 Einfallswinkel, N_m Ionisationswert im Schichtmaximum (Zahl der Elektronen im cm^3).

Die Formel gilt für die „ordentliche" Komponente der Welle, die bei der durch das erdmagnetische Feld bewirkten Doppelbrechung entsteht und die größten Feldstärken liefert. *Bild 1a* zeigt schematisch den geschilderten Strahlenverlauf. Die gestrichelte Ergänzung ist das „Übertragungsdreieck" für „ebene Erde", in dem man unter Annahme der Lichtgeschwindigkeit aus der Laufzeit von Impulsen h' als „scheinbare" Höhe ermitteln kann. $\varphi_0 > \varphi_x$ (φ_x Einfallswinkel für „ebene" Erde) wird unter Zugrundelegung eines parabolischen Schichtgradienten ermittelt. *Bild 1c* zeigt den Verlauf der sich daraus ergebenden Umrechnungsfaktoren *M* als Funktion der Entfernung. Für die F_2-Schicht sind wegen der zeitlichen Änderungen mehrere Schichthöhen und -dicken angenommen. Die Grenzfrequenz ist also bei schrägem Einfall um den Faktor *M* größer als bei senkrechtem. Die Kurve der *E*-Schicht endigt in etwa 2000 km, die der F_2-Schicht in etwa 3000 km. Größere Entfernungen können aus geometrischen Gründen (Reichweitenbegrenzung durch maximale Schichthöhe und tangentiale Abstrahlung $\Theta = 0$) nur durch mehrfach aufeinander folgende Reflexionen zwischen Ionosphäre und Erde erreicht werden.

Für senkrechten Einfall ist die Grenzfrequenz allein eine Funktion der Ionisation. Diese Gesetzmäßigkeit

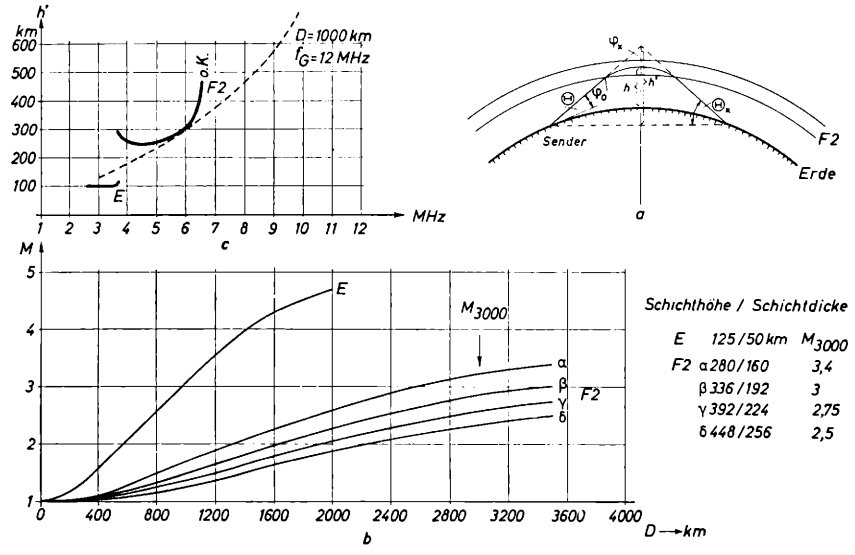


Bild 1 Zur Grenzfrequenzbestimmung

a) Strahlenweg
Abstrahlwinkel Θ, Einfallswinkel φ_0, Höhe der Totalreflexion *h*, h' „scheinbare" Höhe im Übertragungs-Dreieck für „ebene" Erde, Θ_x entsprechender Abstrahlwinkel, φ_x entsprechender Einfallswinkel für „ebene" Erde,

b) Umrechnungsfaktor *M* als Funktion der Entfernung mit angegebenen Schichthöhen und Schichtdicken für parabolisches Schichtmodell (nach K. Rawer, Die Ionosphäre, P. Noordhoff N. V. Groningen Holland),

c) Schematische Darstellung eines Ionogramms (ausgezogene Kurve, o. K. = ordentliche Komponente) in Verbindung mit einer Smith schen Übertragungskurve (gestrichelt).

bildet seit mehr als zwei Jahrzehnten die Grundlage einer systematischen Beobachtung der Ionisationsänderungen nach dem Verfahren der Echolotung, das durch die Radartechnik allgemein bekannt wurde. Bild 1c zeigt schematisch das Ergebnis eines Ionogrammes, wie es auf den Ionosphärenbeobachtungsstationen bei senkrechtem Strahlungseinfall aufgenommen wird. Mit wachsender Frequenz sieht man zuerst Reflexionen der *E*-Schicht. Nach Erreichen ihrer Grenzfrequenz bei 3,8 MHz springt die scheinbare Höhe von der *E*-Schicht auf die F_2-Schicht und erreicht bei 6,5 MHz wiederum die Grenzfrequenz. Berechnet man für eine Betriebsfrequenz $f = f_G$ nach Gleichung (1) $f_\perp = f_G \cos \varphi_0$ (h', D) als Funktion von h' mit der Übertragungsentfernung *D* als Parameter, erhält man im Ionogramm eine Kurvenschar. Die Kurve, die die gemessene $h' f_\perp$-Kurve tangiert, gibt die Entfernung D_0, für die die Betriebsfrequenz gerade Grenzfrequenz ist (tote Zone). In Bild 1c ist dieses für f_G = 12 MHz die gestrichelte Kurve $D = 1000$ km. Es folgt der Umrechnungsfaktor $M = f_G/f_\perp = 1{,}85$, mit dem man dann im *Bild 1b* die für das Meßergebnis richtige Umrechnungskurve auswählt. In der Praxis arbeitet man nach einem graphischen Verfahren und ermittelt meistens den M_{3000}-Faktor.

Von ebenso großer Bedeutung wie die Grenzfrequenz ist für den Funkverkehr die Größe der Empfangsfeldstärke, denn die einzelnen Funkdienste z. B. Phonie, Telgraphie usw. benötigen für einwandfreien Betrieb eine gewisse Mindest-Feldstärke. Neben der Senderleistung W und Strahlungsdivergenz $1/r_x$ (r_x ionosphärischer Ausbreitungsweg) wird die Empfangsfeldstärke noch durch die ionosphärische Dämpfung bestimmt, die durch Zusammenstöße der unter dem Einfluß des elektrischen Feldes der Welle schwingenden Ladungsträger mit neutralen Gasmolekülen zustande kommt und, da die Zahl der Zusammenstöße mit wachsender Gasdichte zunimmt, im unteren Ionosphärengebiet am größten ist. Die Messungen haben gezeigt, daß neben der E-Schicht die D-Schicht, die wegen der geringen Ionisation erst für Längswellen reflektierend wirkt, während die Kurzwellen unabgelenkt hindurchgehen, das hauptsächlichste Absorptionsgebiet darstellt. Die Größe der Absorption wird bei der Echolotung aus den Amplituden mehrfacher F-Reflexionen, die das D-E-Gebiet mehrfach durchdringen, ermittelt. Als Ergebnis von Theorie und Messung läßt sich die Dämpfung durch einen Exponentialfaktor darstellen:

$$\sum_{i=1}^{m} \eta_i = B \sum_{i=1}^{m} N_i / \cos \varphi_D \left(f + f_H \cos \vartheta\right)^2 \qquad (2)$$

m Anzahl der Durchdringungen der unteren Ionosphäre

N_i mittlere Ladungsträgerdichte an den Durchdringungsstellen

B Konstante

φ_D Einfallswinkel in D-Schicht

f_H Larmor-Frequenz = Resonanzfrequenz der Elektronen im erdmagnetischen Feld

ϑ Winkel zwischen Ausbreitungsrichtung und erdmagnetischen Kraftlinien

$f_H \cos \vartheta \sim 1{,}2$ MHz für Europa. Die Empfangsfeldstärke wird dann beschrieben durch:

$$E = E_0 / r_x \cdot e^{-\sum \eta_i} \qquad (3)$$

$$E_0 = 3 \cdot 10^5 \sqrt{W_{kW}}; \quad r_x \sim 2\,h / \sin \Theta_x, \text{ ab } 3000 \text{ km} \sim D$$

Gemäß den Formeln nimmt die Dämpfung und damit die Feldstärke mit abnehmender Frequenz zu. Löst man Gleichung (3) nach der Frequenz auf, so erhält man:

$$f = \left(0{,}43\, B \sum N_i / \cos \varphi_D\right)^{1/2} \cdot \left(\log 3 \cdot 10^5 \sqrt{W / r_x\, E}\right)^{-1/2} - 1{,}2$$

$$f = f_D \text{ MHz für } E = E_e\, \mu\text{V/m}. \qquad (4)$$

Wird für E die Mindestfeldstärke E_e des betreffenden Funkdienstes eingesetzt, so ist $f = f_D$ die Dämpfungsfrequenz, die nicht unterschritten werden darf, wenn dieser Funkdienst aufrecht erhalten werden soll.

II. Die Vorhersage der grundlegenden Daten

Grenzfrequenz, Empfangsfeldstärke und Dämpfungsfrequenz sind Funktionen der zeitlich mit der Sonnenstrahlung veränderlichen Ionisation N. Die Ionosphärenforschung hat diese seit vielen Jahren systematisch untersucht. Mittelwertsbildungen lassen typische Tages- und Jahresgänge erkennen, die für die Vorhersage der grundlegenden Daten von größter Bedeutung sind. Aus dem sehr umfangreichen Material sei hier folgendes erwähnt:

Die täglichen und jahreszeitlichen Ionisationsänderungen der unteren Ionosphäre (D-E-Schicht) sind etwa durch den Ansatz $a(t,P) + b \cos^x \chi$ darstellbar. $a(t,P)$ ist ein mit der Zeit t und dem Ort P unregelmäßig veränderlicher Ionisationsanteil, die sogenannte abnormale Ionisation, E_s- oder die Nordlicht-E-Schicht, die wolkenartig außer auf der Tagesseite auch im Nachtgebiet zu beobachten ist. Entstehungsursache ist bei der Nordlicht-E-Schicht Korpuskularstrahlung und bei der E_s-Schicht mindestens zum Teil die ionisierende Wirkung von Meteoren. Der zweite Anteil $b \cos^x \chi$ ist eine parallel mit Sonnenstand (Zenitwinkel χ) verlaufende Ionisationskomponente, die durch Ultraviolettstrahlung der Sonne erzeugt wird. b ist das Maximum für $x = 0$, $\chi \sim 0{,}5$ Nach Sonnenuntergang ist sie nicht mehr vorhanden infolge sehr schneller Wiedervereinigung der Ladungsträger zu neutralen Teilchen. Dieser für E-Reflexionen und Dämpfungsverlauf sehr wichtige Ionisationsanteil ist annähernd für jeden Ort der Erde berechenbar. Die höchste und zugleich für den Funkverkehr wichtigste F_2-Schicht hat im Tagesgang einen charakteristischen Winter- und Sommertypus. Im Winter ist noch eine Beziehung zum Sonnenstand erkennbar, wenn man die infolge der sehr geringen Gasdichte wesentlich langsamere Wiedervereinigung der Ladungsträger berücksichtigt, durch die auch nachts eine regelmäßige Ionisation vorhanden ist. Der Sommertypus des Tagesganges sieht grundsätzlich anders aus. Der Unterschied zwischen Tag und Nacht ist viel geringer und merkwürdigerweise liegt das Maximum in den Abendstunden, während um Mittag ein sekundäres geringeres Minimum auftritt. Interessanterweise werden die jahreszeitlichen Typen des Tagesganges symmetrisch zum erdmagnetischen Äquator beobachtet, woraus zu schließen ist, daß das erdmagnetische Feld bei ihrer Entstehung eine wichtige Rolle spielt. Gleichphasig mit dem nördlichen Sommer liegen außerdem auf der ganzen Erde die Tagesgrenzfrequenzen niedriger als zur Zeit des nördlichen Winters. Eine bewiesene Erklärung für diese Vorgänge gibt es bisher noch nicht. Es ist bis heute noch nicht möglich, die unterschiedlichen Messungen der Ionosphärenstationen formelmäßig zu erfassen, sondern es muß im Funkwetterdienst auf die Ergebnisse jeder Station zurückgegriffen werden. Zu diesem Zweck hat man aus den Messungen der bisher etwa 50 Ionosphärenbeobachtungsstationen der Erde Karten konstanter Grenzfrequenzen und M-Faktoren gezeichnet und auf diese empirischen Werte wiederum weltweite Vorhersagen dieser Daten aufgebaut.

Tägliche Abweichungen von den Medianwerten mit z. T. $\pm$ 20 % entstehen hauptsächlich durch die Wirkung von Nordlichtstörungen, die durch eine zeitweilig von bestimmten aktiven Zentren der Sonne radial ausgeschleuderte geladene Korpuskularstrahlung erzeugt werden, wenn diese beim Durchgang des Aktivitätszentrums durch den Zentralmedian die Erde trifft. Durch den Einfluß des erdmagnetischen Feldes nach den Polen abgelenkt, erzeugt sie gleichzeitig mit neuen Schichtbildungen (u. a. die stark dämpfende Nordlicht-E-Schicht) dynamische Vorgänge im ionosphärischen Plasma in Begleitung mit erdmagnetischen Störungen. Hierbei sinkt die Grenzfrequenz stark ab, während kurze Zeit vor Beginn der Störung z. T. übernormal hohe Werte auftreten (positive Phasen). Für die Medianwerte ist deshalb nicht nur die Strahlungsintensität der die normalen Schichten erzeugenden mit der Zahl der Aktivitätszentren veränderlichen UV-Wellenstrahlung maßgebend, sondern auch die Zahl und Intensität der mit den Durchgängen verbundenen korpuskularen Störungen. Die aktiven Zentren

der Sonne sind häufig, jedoch nicht immer durch Flecken gekennzeichnet. *Bild 2* zeigt ein Beispiel für den winterlichen Verlauf des Medianwertes der F_2-Grenzfrequenz und den Einfluß der Korpuskularstrahlung, nämlich einen Tag mit einer positiven Phase und den darauffolgenden Störungstag. Man benutzt als Maß der Sonnenaktivität bisher die Sonnenfleckerelativzahl $R = K(F + 10G)$, wobei F Zahl der Flecken, G Zahl der Fleckengruppen und K eine Konstante bedeuten. Für die Kennzeichnung täg-

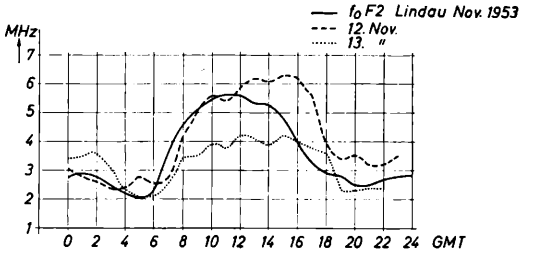


Bild 2 Beispiel für den winterlichen Tagesgang der F_2-Grenzfrequenz (ausgezogene Kurve). Gestrichelt ein Tag mit einer positiven Phase und punktiert der darauf folgende Störungstag (Messungen der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau des Instituts für Ionosphärenforschung in der Max-Planck-Gesellschaft).

licher Schwankungen ist dieses Maß jedoch nicht geeignet, da 1. es nicht allein auf die Zahl, sondern auf die Lage der Flecken in bezug auf den Zentralmeridian ankommt, und 2. die Aktivität eines einzelnen „jungen" Fleckes viel höher ist als die einer größeren älteren Gruppe. Bildet man Mittelwerte über größere Zeiträume, erhält man jedoch einen zunehmend engeren Zusammenhang zwischen R und der Grenzfrequenz und Dämpfung,

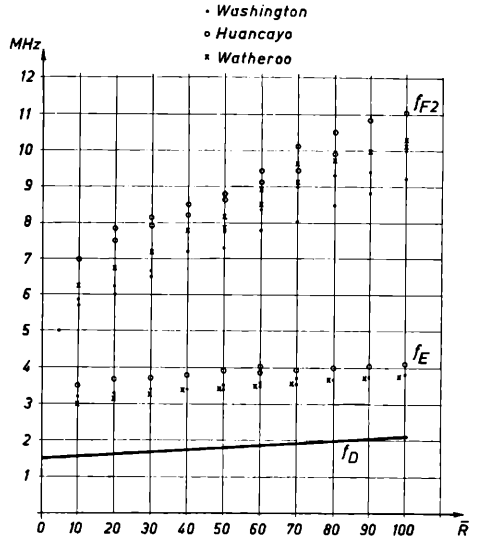


Bild 3 12monatige gleitende Mittel der Sonnenfleckenrelativzahl R und der Grenzfrequenzen von drei verschieden gelegenen Ionosphärenbeobachtungstationen: Washington—nördliche Halbkugel, Huancayo—Äquatornähe, Watheroo—südliche Halbkugel (nach Circular 462 des National Bureau of Standards) f_D = relativer Verlauf der Dämpfungsfrequenz nach einer empirischen Formel.

der bei 12monatigen gleitenden Mittelwerten eine sehr gute Korrelation ergibt. Den fast linear gefundenen Zusammenhang zeigt *Bild 3*. Der relative Dämpfungsverlauf f_D ist nach der empirisch ermittelten Beziehung $B \sim (1 + 0{,}005\,R)$ eingetragen. Somit ist die Vorhersage der grundlegenden Daten, Grenzfrequenz und Dämpfung auf eine Vorhersage der Sonnenaktivität zurückgeführt. Man hat schon ihre Vorausberechnung versucht, jedoch sind die Formeln nur für den fallenden Teil der 11jährigen Quasiperiode des Sonnenfleckenzyklus anwendbar, da in

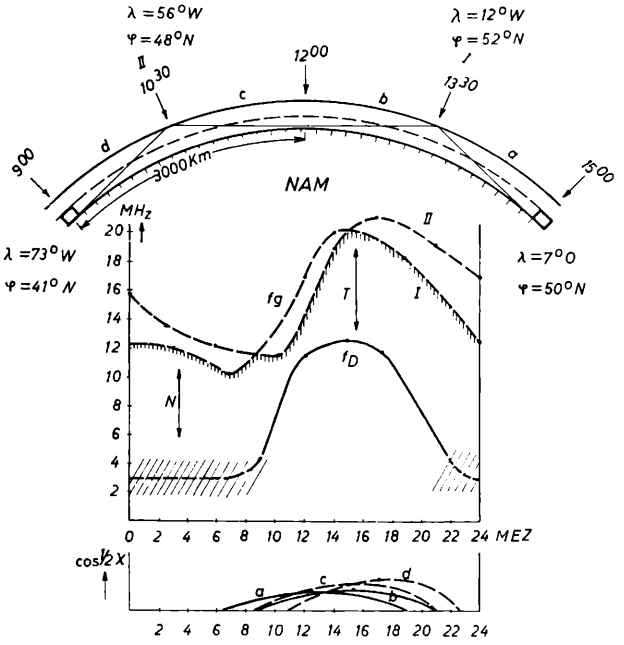


Bild 4 Beispiel für die Konstruktion einer Frequenzprognose für Nordamerika (NAM). Oben schematische Darstellung des Ausbreitungsweges mit den geographischen Koordinaten der Stationsorte und der F_2-Reflexionspunkte I und II sowie einer auf MEZ bezogenen Zeitskala für den Fall, daß die Mitte des Übertragungsweges im 12-Uhr-Meridian liegt. Kurven I und II = Grenzfrequenzverlauf f_G an den Reflexionspunkten, gestrichelt resultierende Grenzfrequenz. f_D gerechneter Dämpfungsverlauf, gestrichelter Teil nachts atmosphärische Störungsgrenze. Unten die Sonnenstandsbeziehung für die Durchdringungspunkte a bis d (Zeit Äquinoktien)

ihnen die Steilheit des Anstiegs eingeht. Die Vorhersage ist für die Sonnenphysik ein schwieriges und noch nicht restlos gelöstes Problem. Sie bemüht sich besonders um die Ableitung eines besseren solaren Index aus optischen Messungen oder aus Messungen der radiofrequenten Sonnenstrahlung. Im übrigen ist man auf Schätzungen angewiesen, für die man z. T. Ionosphärendaten als Spie-

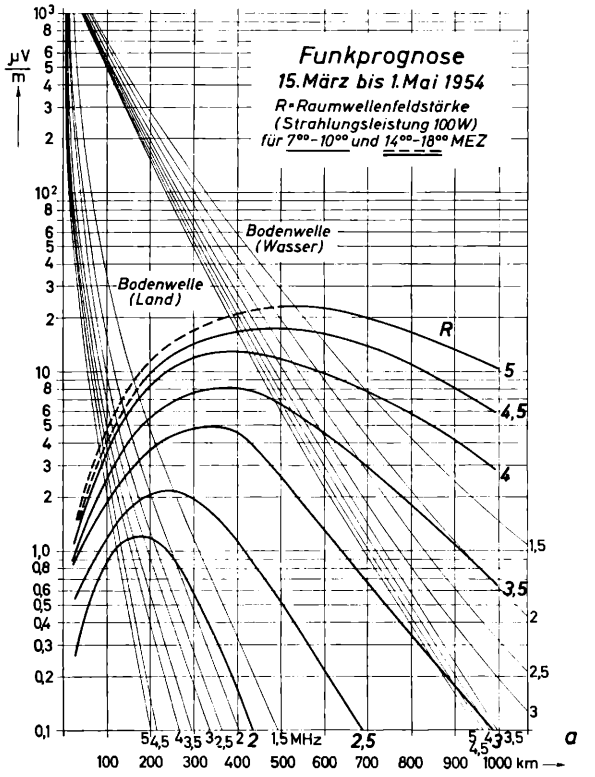


Bild 5 Beispiel einer Feldstärke-Prognose für den Nahverkehr (bis 1000 km) auf niedrigen Frequenzen (Grenzwellen). R Raumfeldstärken als Funktion der Frequenz, Beginn der Kurven jeweils am Rande der toten Zone. Medianwerte für 2 Tagesabschnitte

gelbild der Aktivität direkt benutzt (ionosphärischer Index).

III. Praktische Durchführung der Prognosen

Bild 4 zeigt jetzt die Konstruktion eines Frequenz-Tageszeit-Diagrammes für die feste Funkverbindung Frankfurt—New York, das allgemein für Prognosezwecke benutzt wird. Der Ausbreitungsweg ist im oberen Teil mit 2 Sprüngen zu je 3000 km mit den Reflexionspunkten *I* und *II* dargestellt. Darunter ist für jeden Reflexionspunkt der Tagesgang der Grenzfrequenz für 3000 km Sprungentfernung (monatlicher Medianwert) auf Grund der Messungen in der Nähe gelegener Ionosphärenstationen in MEZ gezeichnet. Die Grenzfrequenz der gesamten Funklinie ist dann der jeweils durch senkrechte Strichelung angedeutete niedrigste Frequenzwert. Für Linien mit mehr als 2 Reflexionspunkten genügt es in vielen Fällen, den ersten und den letzten Punkt allein zu berechnen (Kontrollpunktmethode des Bureau of Standards). Längere Übertragungswege werden hauptsächlich durch F_2-Reflexionen überbrückt, da *E*-Reflexionen häufiger und flacher die *D*-Schicht durchdringen und deshalb stärker gedämpft werden, was natürlich nicht ausschließt, daß Streuung und Brechung besonders in der E_s-Schicht Einfluß auf Einfallswinkel und Lage der F_2-Reflexionspunkte besitzen.

Im Gegensatz zur F_2-Grenzfrequenz stützt man sich bei der Festlegung der Dämpfungsgrenze auf die Rechnung, da die normale Ionisationsschwankung der unteren Ionosphäre gesetzmäßig erfaßbar ist. Man setzt zu diesem Zweck in Gleichung (4)

$$B \sum N_i = B_0 \sum \left(A_0 + \cos^{1/2} \chi\right)_i \cdot \qquad (5)$$

A_0 empirischer Wert für die Nachtdämpfung.

Im unteren Teil des Bildes ist für die einzelnen Durchdringungspunkte der unteren Ionosphäre *a, b, c, d* die Funktion $\cos^{1/2} \chi$ gezeichnet. Die resultierende f_D-Kurve folgt für eine Mindestempfangsfeldstärke von 1 µV/m und 1 kW Senderleistung ($B_0 = 5{,}2$, $a_0 \sim 0{,}04$). Nachts ist die durch atmosphärische Störungen gegebene Empfangsgrenze gestrichelt gezeichnet, die hier über der Dämpfungsgrenze liegt. Den Teil des Übertragungsfrequenzbereiches (ÜFB $= f_G - f_D$), in dem die Funklinie voller Sonnenstrahlung ausgesetzt ist und deshalb die Frequenzwerte ein Maximum haben, bezeichnen wir als Tagesfrequenzbereich *T*, den übrigen Teil als Nachtbereich *N*. Für Nordamerika liegt *T* z. B. nachmittags, für Ostasien vormittags.

Aus den Gleichungen (2), (3) und (4) folgt mit $f_D = 1$ µV/m Mindestempfangsfeldstärke

$$\langle E \rangle = (\langle E_0 \rangle - \langle r_+ \rangle) \cdot \alpha \text{ db über } 1\ \mu\text{V/m};$$
$$\alpha = 1 - (f_D + f_H \cos\vartheta / f + f_H \cos\vartheta)^2. \qquad (6)$$

α drückt die Frequenzabhängigkeit der ionosphärischen Dämpfung aus.

Auf Grund dieser Formel kann man aus der f_D-Kurve in einfacher Weise auf Feldstärken beliebiger Frequenzen schließen, was für die Aufstellung von Feldstärkenprognosen sehr praktisch ist, die das FTZ für niedrige Frequenzen (Grenzwellen) herausgibt. Die Kurven, die als Funktion der Entfernung mit der Frequenz als Parameter dargestellt sind und jeweils am Rande der toten Zonen beginnen, gelten als Medianwerte für einen Tageszeitabschnitt. Die gleichzeitige Eintragung der Bodenwellen, läßt deren Einfluß auf die Empfangsfeldstärke erkennen. (Interferenzzonen.) Aus dieser in *Bild 5* gezeigten Darstellung können außer den toten Zonen Reichweiten für beliebige Mindestfeldstärken als Funktion der Frequenz abgelesen werden. Die Prognose stützt sich auf die Festlegung eines f_D-Wertes für eine bestimmte Entfernung und ist also lediglich eine andere Art einer Frequenzprognose.

Während die bisher erwähnten Darstellungen des Funkwetters sich auf Medianwerte beziehen, fehlt noch eine Darstellung der kurzfristigen Schwankungen. Zu ihrer Vorhersage benutzt man seit längerer Zeit Güteziffern, die z. B. nach der Skala des FTZ folgende Kennzeichnung des Funkwetters geben: *1* sehr schlecht, *2* schlecht, *3* mäßig, *4* gut (normal), *5* sehr gut (übernormal). Um für diese Güteziffern *G* einen sicheren Vergleichsmaßstab zu haben, der nicht nur auf Schätzungen beruht, sondern eine fundierte physikalische Grundlage besitzt, benutzt

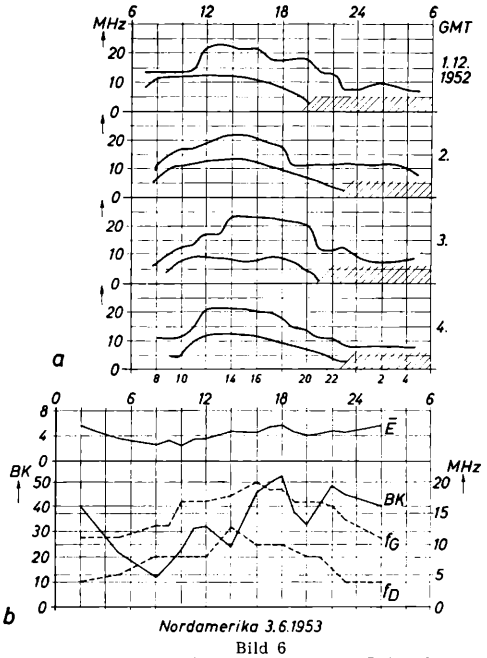


Bild 6
a) Tägliche Änderungen des ÜFB Nordamerika nach Beobachtungen der Funkkontrollmeßstelle München des FTZ.
b) Der Tagesgang des UFB, dargestellt durch die „Bandkennziffer" BK

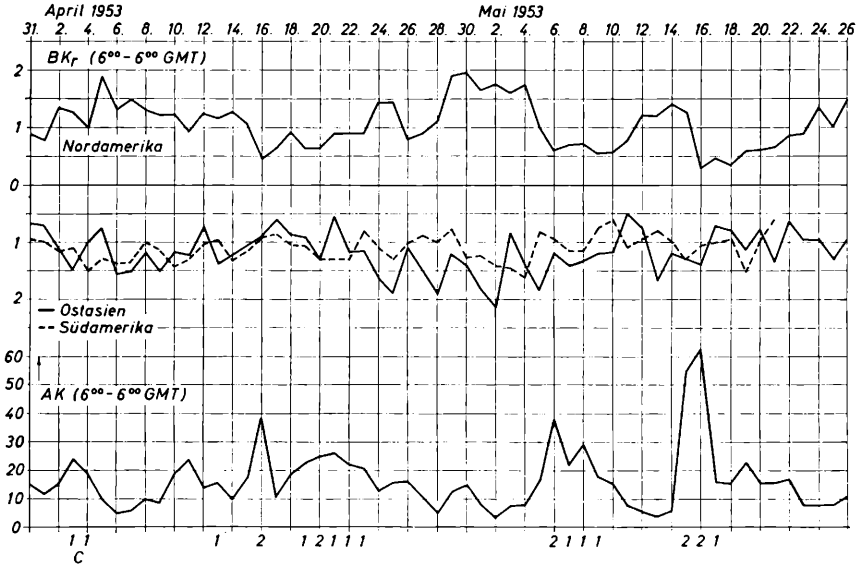


Bild 7 Tägliche Änderungen des Funkwetters der Überseerichtungen Nordamerika, Ostasien und Südamerika für die Zeit vom 31. März bis 26. Mai 1953 dargestellt durch den Tagesmittelwert der relativen BK_r. Unten die tägliche erdmagnetische Unruhe im Bartelschen *AK*-Maß $AK = \sum k/8$, wobei *2 k* die in Gamma ausgedrückte durchschnittliche 3stündliche Amplitude der gestörtesten Komponente ist (Erdmagnetisches Observatorium Wingst). *C* internationale erdmagnetische Charakterzahl in der Skala *0* ruhig, *1* mäßig gestört, *2* stark gestört

der Funkwetterdienst des FTZ als Gütemaß des Funkwetters Bandkennziffern „*BK*", die die Veränderungen der Grenzfrequenz und Dämpfung nach folgender Formel zusammenfassend darstellen:

$$B\,K_t = \left[(\Delta f + 1) \cdot \bar{E}_1\right]_t; \qquad (7)$$

$$E_1 = 1/n \cdot \sum_{i=1}^{n} (E_1)_i .$$

Δf ÜFB-Breite, n Zahl der systematisch im ÜFB beobachteten logarithmischen Feldstärken = Lautstärken $(E_1)_i$. *Bild 6a* zeigt beobachtete tägliche Schwankungen des ÜFB für USA. *Bild 6b* eine nach obiger Formel ermittelte Tages-*BK*-Kurve, aus der man folgenden Güteverlauf abliest: Starkes Absinken in den späten Nachtstunden, Anstieg vormittags infolge zunehmender Grenzfrequenz, 14 Uhr Abfall durch Dämpfung, stärkster Anstieg 16 bis 18 Uhr, Abfall beim Übergang von Tages- zu Nachtbedingungen und nochmaliger Anstieg im ersten Teil der Nacht. Mittelwerte der *BK* kennzeichnen durchschnittliche Schwankungen des Funkwetters. Sie sind nicht nur durch eine Zuordnung $G = c \cdot \overline{BK}$ zum Prognosevergleich geeignet, sondern zeigen auch gut die Entwicklungstendenz des Funkwetters, da sich die Störungen zu Beginn teils grenzfrequenzmäßig, teils dämpfungsmäßig stärker bemerkbar machen. Um die normalen Richtungsunterschiede des ÜFB zu eliminieren, bezieht man die *BK* auf den Mittelwert eines geeigneten vorhergehenden Zeitraumes z. B. einer Sonnenrotation, indem man $BK_r = BK/\overline{BK}_{\mathrm{Rot}}$ bildet. *Bild 7* zeigt über einen längeren Zeitraum die Darstellung täglicher Schwankungen des Funkwetters durch BK_r für Nordamerika, Ostasien und Südamerika. Die Kurven zeigen eine gewisse Ähnlichkeit im ganzen Verlauf bei jedoch sehr erheblichen Unterschieden an einzelnen Tagen. Aus diesem Grunde sind für die Hauptfunkrichtungen individuelle Prognosen erforderlich, wie sie das FTZ täglich und wöchentlich ausgibt. Im unteren Teil von Bild 7 ist die erdmagnetische Unruhe im Bartelschen *AK*-Maß dargestellt. Ihre Spitzen kennzeichnen den Einfluß der Korpuskularstörungen. Durch den steilen Anstieg von *AK* am 15. 5. kündigt sich bereits die am 16. beginnende Ausbreitungsstörung an. Meistens ist jedoch für die Prognose die erdmagnetische Unruhe eines kleineren Tagesabschnittes maßgebend. Die Wahrscheinlichkeit der erdmagnetischen Vorhersage entspricht im Sonnenfleckenmaximum etwa der kurzfristigen Wettervorhersage und sinkt zum Sonnenfleckenminimum bis auf 48 % ab, ist also hier nicht mehr ausreichend. Durch Kombination sämtlicher Unterlagen, nämlich Sonnenbeobachtungen, Erdmagnetik und ionosphärische Daten usw. kann man jedoch einen wesentlich höheren Wahrscheinlichkeitsgrad erreichen. *Bild 8* zeigt eine solche zusammenfassende Darstellung. In der Mitte (Spalte *d*) sind täglich in einer Sonnenkarte (Merkatorprojektion zwischen ± 40° heliographischer Breite) die Sonnenflecken nach Größe, Entwicklungsstadium (Brunnersche Buchstaben-Skala) und Aktivität (Ziffern) eingetragen (Kreise = photosphärische Fackeln, Fleckenumrandungen = chromosphärische Eruptionen). Die Darstellung zeigt die Wanderung der Fleckengruppen auf der uns zugewandten Seite der Sonne im Laufe einer Sonnenrotation. Der in den Spalten *c* und *e* eingezeichnete *BK*-Güteverlauf der Linien Nord- und Südamerika (rechts Tageswerte, links Nachtwerte) zeigt fast bei jedem Durchgang der Fleckengruppen durch den 0-Meridian ein Absinken unter den durch Gerade dargestellten Mittelwert. Stärkste Störungen erzeugen „junge" Flecken (Stadium *A, B*), während „ältere" als *E* kaum noch aktiv sind. Positive Phasen traten vorher auf bei Nr. 114 für Nordamerika und 117/118 für Südamerika. Aus der Wanderung der Flecken kann man für kurzfristige Prognosen sehr wichtige, aber leider auch nicht immer eindeutige Schlüsse ziehen, wobei besonders die 27tägige Wiederholungstendenz sehr wesentlich ist, zu deren Studium man auch ionosphärische Daten f_G, f_D bzw. *BK* benutzt. Der ionosphärische Zustand ist noch charakterisiert durch das nächtliche F_2-Grenzfrequenzminimum (Spalte *a*) und durch die erdmagnetischen Kennziffern (Spalte *b*). Man sieht deutlich das antiparallele Verhalten beider Daten, d. h. auch das Grenz-

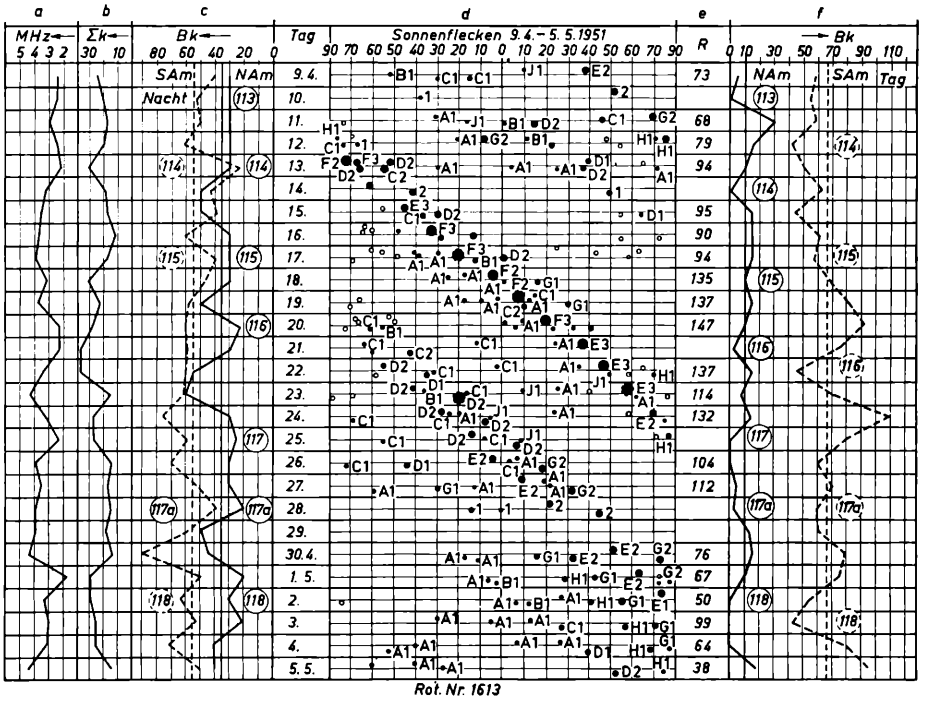


Bild 8 Zusammenstellung charakteristischer Daten der kurzfristigen Änderung des Funkwetters:
Spalte a) Nächtliches F_2-Grenzfrequenzminimum (Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau),
b) erdmagnetische Unruhe (Tagessumme Bartelscher Kennziffern des erdmagnetischen Observatoriums Fürstenfeldbruck),
c) und f) Funkwettergüte für Nord- und Südamerika (Tag- und Nacht ÜFB) dargestellt durch Bandkennziffern *BK* nach Beobachtungen der Funkkontrollmeßstelle München des FTZ (Gerade = Mittelwerte der Rotation),
d) tägliche Darstellung der Sonnenaktivität durch Flecken (Punkte, Umrandungen kennzeichnen Eruption) und Fackeln (Kreise) in einer Merkatorkarte zwischen ± 40° heliographischer Breite. Längen werden vom o-Meridian (Zentralmeridian) links östlich, rechts westlich gerechnet. Buchstaben: Entwicklungsstadium der Fleckengruppen nach Brunner (*A—D* wachsend, *E—I* abnehmend), Ziffern geschätzte Aktivität *1—3* (Beobachtungen der Sonnenobservatorien Wendelstein und Schauinsland),
e) tägliche Sonnenfleckenrelativzahl beider Observatorien.

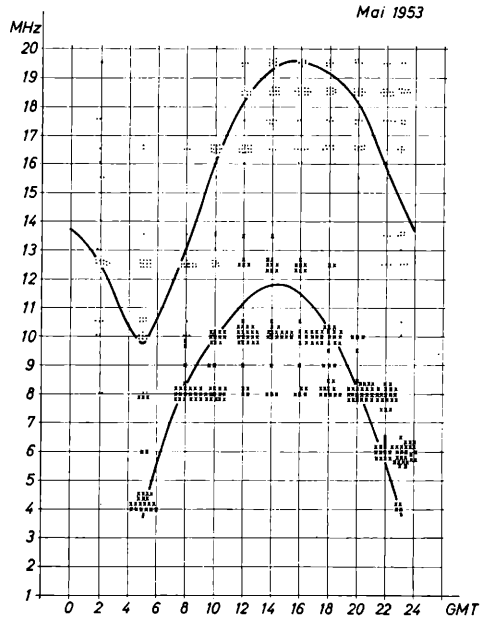


Bild 9 Vergleiche einer Monatsprognose des FTZ (Mai 1953, Frankfurt—New York) mit den tatsächlich eingetretenen Bedingungen. Punkte tägliche höchste Frequenzen, Kreuze niedrigste Frequenzen für S-Werte > 2 nach Beobachtungen von in der Nähe von New York stehender Sender (Funkkontrollmeßstelle München des FTZ)

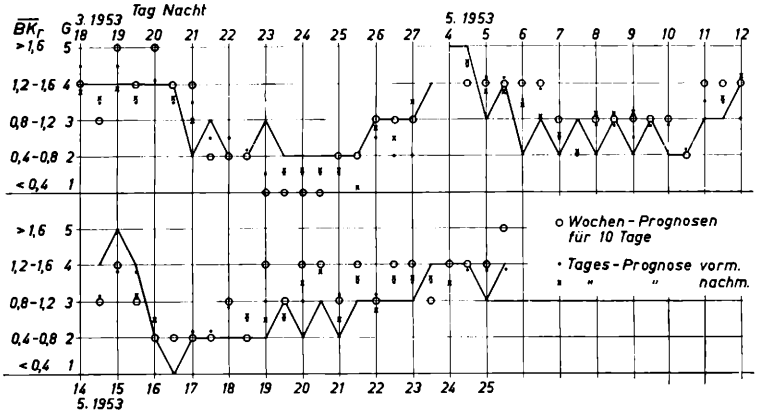


Bild 10 Vergleiche von Wochen- und Tagesprognosen des FTZ (Richtung Nordamerika) mit den aus UFB-Beobachtungen nach BK_r abgeleiteten Güteziffern der tatsächlichen Bedingungen (ausgezogene Kurven) für drei Störungsperioden, beginnend am 18. März, 4. Mai und 14. Mai 1953 (Werte der Tagesprognosen sind aus Güte und Entwicklungstendenz gemittelt)

frequenzminimum ist ein empfindliches Maß für Korpuskularstörungen. Da im derzeitigen Sonnenfleckenminimum kaum Flecken vorhanden sind, wurde ein Beispiel aus dem Jahre 1951 gewählt.

Infolge der Auswirkung der Störungen streuen die täglichen Werte der Grenzfrequenz und Dämpfung um ca. $\pm 20\,\%$ gegenüber dem monatlichen Medianwert. Die Streuung der Umrechnungsfaktoren hat mindestens den gleichen Betrag, so daß die tägliche Streuung in der Funkausbreitung $\pm 40\,\%$ betragen kann. Diese Tatsache ist bei Vergleichen von Monatsprognosen mit beobachteten tatsächlichen Bedingungen zu berücksichtigen. *Bild 9* zeigt einen solchen Vergleich für Mai 1953 für die USA-Richtung. Punkte sind die beobachteten täglichen höchsten Frequenzen, Kreuze die niedrigsten Frequenzen. Man sieht zunächst, daß nur die Nachtwerte diese hohe Streuung besitzen, während die Tageswerte wesentlich weniger streuen. Der vorhergesagte Medianwert zeigt eine recht gute Übereinstimmung mit den Häufungsstellen des Punktfeldes der Beobachtungen. Bei der Beurteilung der Dämpfungsgrenze, die in der Prognose für 10 kW und 1 μV/m Mindestfeldstärke für guten kommerziellen Betrieb gerechnet ist, ist die wesentlich höhere Empfindlichkeit der Beobachtungsempfänger zu berücksichtigen, weshalb das tatsächliche Maximum etwas niedriger zu liegen scheint.

Bild 10 zeigt noch einen Vergleich kurzfristiger, d. h. also die tägliche Streuung erfassender Prognosen mit den auf Grund von UFB-Beobachtungen nach *BK* errechneten Gütewerten. Die Zuordnung der Gütewerte zu den *BK*-Werten ist auf der Ordinate vermerkt. Die ausgezogene Kurve stellt den errechneten Güteverlauf dar. Kreise bedeuten die 10tägigen Vorhersagen der Wochenprognose, Kreuze und Punkte die Tagesprognose (Mittel aus Güte und Entwicklungstendenz). Die Übereinstimmung ist in allen 3 Beispielen recht gut. Man erkennt insbesondere im letzten Beispiel den laufend korrigierenden Einfluß der Tagesprognose auf die Wochenprognose.

Wir sahen, daß die Funkwettervorhersage noch eine ganze Reihe von Problemen in sich birgt, daß sie aber bereits im jetzigen Stadium durch Kombination sämtlicher Möglichkeiten einen hohen Wahrscheinlichkeitsgrad besitzt. Zur weiteren Verbesserung der Genauigkeit der Prognosen wurden bei der vorjährigen CCIR-Tagung eine Reihe von Studienprogrammen aufgestellt, die sich mit einer noch eingehenderen Untersuchung der grundlegenden Daten, des erdmagnetischen Einflusses, des abnormalen E-Schicht-Einflusses, der Streuung am Boden und in der Ionosphäre, der Verbesserung des solaren Index und der Suche nach einem kurzfristigen Index u. a. befassen. Darüber hinaus wird eine enge Zusammenarbeit aller beteiligten Stellen angestrebt, wie sie bei uns schon in der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre gepflegt wird. Zweifellos ließen sich durch eine Vergrößerung des Netzes der Ionosphärenbeobachtungsstationen und durch einen raschen Nachrichtenaustausch zwischen den beteiligten Instituten und Vorhersagediensten wesentliche Verbesserungen erzielen.

Schrifttum

[1] W. Dieminger: Ionosphäre. In J. Bartels „Geophysik". Naturforschung und Medizin in Deutschland 1939—1946 Bd. 17 (1947) S. 93 bis 163.

[2] Ionospharic Radio Propagation. US-Department of commerce. National Bureau of Standards. Circular 462. 1948.

[3] K. Rawer: Ausbreitungsvorhersage für Kurzwellen mit Hilfe von Ionosphärenbeobachtungen. Arch. elektr. Übertr. 5 (1951) 154.

[4] W. Menzel: Funkwetter und Funkausbreitung. Fernmeldetechnik, Herausgeber Feilhauer, Pfannenberg-Gießen 1953 S. 398 bis 414.

[5] W. Menzel: Ionosphärische Einflüsse auf die Wellenausbreitung (Grundlagen des Funkwetterdienstes). Der Fernmeldeingenieur **7** (1953) Heft 11.

[6] W. Menzel: Langfristige Vorhersage der Ausbreitungsbedingungen von Kurzwellen. (Zur Praxis des Funkwetterdienstes.) Der Fernmeldeingenieur **8** (1954) Heft 1.

[7] B. Beckmann: Ionosphärenwetter und Funkwetter. ETZ **74** (1953) S. 125 bis 129.

[8] B. Beckmann: Betrachtungen zur Güte des Funkwetters. FTZ 7 (1954) Heft 6, S. 285 bis 301.

[9] G. Lange-Hesse: Systematische Untersuchungen über den Einfluß der erdmagnetischen Unruhe auf die Tagesfrequenzen der F_2-Schicht. Arch. elektr. Übertr. **8** (1954) S. 143 bis 154.

[10] K. Rawer: Die Ionosphäre. Noordhoff, Groningen (Holland), 1953.

[11] B. Beckmann: Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen. Bücherei der Hochfrequenztechnik Bd. 1. Herausgegeben von J. Zenneck, Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig. 2. Aufl. 1948.

Technischer Stand der Endeinrichtungen für Überseetelephonie

Von **J. Wilken**

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Sonderdruck aus VDE-Fachberichte · 18. Band, 1954

Allgemeines

Im kommerziellen Fernsprechverkehr auf Kurzwellen hat die Einseitenband-Amplitudenmodulation so entscheidende Vorteile gegenüber anderen Modulationsarten, daß sie heute allein verwendet wird. Der Endeinrichtung verbleiben beim Empfang vor allem zwei Aufgaben. Erstens sind die heutigen Empfänger noch nicht in der Lage, die Schwunderscheinungen so weit zu beseitigen, daß eine weitere niederfrequente Regelung überflüssig wäre, zweitens ist das Funkgeräusch mindestens zeitweise so hoch, daß es unterdrückt werden muß.

In der abgehenden Richtung, der Senderichtung, sind die am Eingang der Endeinrichtung liegenden Sprechspannungen stark schwankend infolge der unterschiedlichen Sprechergewohnheiten und Dämpfungen der drahtgebundenen Zubringerstrecken. Daher muß hier in erheblichem Umfange geregelt werden, damit der Sender immer voll ausgesteuert und so der größtmögliche Geräuschabstand erzielt wird. Funkstrecken werden also im Gegensatz zu Leitungen nicht mit konstanter Restdämpfung, sondern konstantem Volumen betrieben [1]. Während man vor dem Kriege einen großen Teil der Dämpfungsschwankungen noch mit handbedienten Reglern ausglich, arbeiten heute alle Regelgeräte vollautomatisch. Besonders an den Regler in der Senderichtung, den Sendevolumenregler, müssen sehr scharfe Forderungen gestellt werden, da er eine auch nur kurzzeitige Übersteuerung des Senders verhüten und trotzdem für Vollaussteuerung sorgen muß, ohne dabei die Sprachqualität nennenswert zu beeinträchtigen.

Wenn eine Funkstrecke in die Gesamtverbindung zwischen zwei Teilnehmern von öffentlichen Netzen einbezogen wird, ist die Stabilität wegen der Verstärkungsreserven nicht mehr gesichert. Die Summe der Verstärkungen überschreitet die Summe der Dämpfungen in dem Sprechkreis zwischen den beiden Gabelschaltungen zeitweise erheblich. Dieser Umstand erfordert in der Endeinrichtung eine Rückkopplungssperre, die selbsttätig in die gerade nicht benutzte Sprechrichtung eine genügend hohe Dämpfung einschaltet. *Bild 1* zeigt die elektrische Reihenfolge der wesentlichen Geräte. Eine Anzahl von Vorrichtungen, die der Rufübermittlung, dem internen Dienstverkehr sowie Meß- und Kontrollzwecken dienen, sind der Übersichtlichkeit wegen fortgelassen. Sie unterscheiden sich nur unerheblich von den seit langem bekannten Schaltungen.

Durch die Automatisierung sind in technischer Hinsicht neue Schwierigkeiten entstanden, weil die Regelverstärker zwischen Nutz- und Störspannungen unterscheiden müssen, damit der zulässige Geräuschabstand nicht unterschritten wird. Überhaupt wird im Weitestverkehr eine höhere Sprachqualität, d. h. kleinste Verzerrungen aller Art, verlangt, da im allgemeinen einer der Teilnehmer nicht in seiner Muttersprache spricht.

Auch die Forderungen an die Rückkopplungssperre sind schärfer geworden durch die großen Verstärkungsreserven und das Bestreben, dem Teilnehmer möglichst wenig Sprechdisziplin abzuverlangen, da es sich hier ja nicht um eine echte Gegensprechverbindung, sondern um sprachgesteuertes Wechselsprechen handelt.

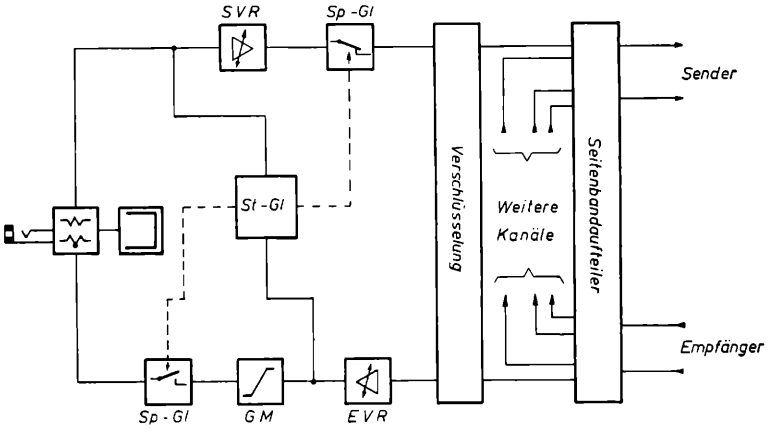


Bild 1 Übersichtsschaltung einer Funksprech-Endeinrichtung
SVR = Sendevolumenregler
EVR = Empfangsvolumenregler
GM = Geräuschminderer
St.-Gl. = Steuerglied (Abwägeschaltung) } der Rückkopplungssperre
Sp.-Gl. = Sperrglied

Sendevolumenregler

Bei Regelverstärkern sind es vorwiegend drei Eigenschaften, die die Arbeitsweise charakterisieren:

1. Verstärkung im Ruhezustand,
2. Regelbereich und Regelgenauigkeit, d. h. die Regelkennlinie,
3. Regelgeschwindigkeit.

Im Gegensatz zu HF-Empfängern fehlt bei den niederfrequenten Reglern in den Pausen ein Träger und damit zunächst jedes Kriterium, ob und in welcher Richtung die Verstärkung geändert werden soll. Es ist naheliegend, zu fordern, daß der Verstärkungsgrad in kurzen Pausen den Wert beibehält, den er zuletzt hatte, und in längeren Pausen einem Wert zustrebt, der in der Mehrzahl der Betriebsfälle richtig wäre. Auf diese Weise werden die verzerrenden Einschwingvorgänge auf ein unvermeidliches Minimum reduziert. Sowohl der Sende- wie der Empfangsvolumenregler hat die erwähnte Eigenschaft bei fehlendem Eingangssignal. Allerdings bestehen zwischen

beiden quantitative Unterschiede in den Begriffen „kurze und lange Pause" sowie in der Schaltungstechnik.

Über den notwendigen Regelbereich des Sendevolumenreglers kann man ohne eine statistische Erfassung von gemessenen Sprachspannungen schwerlich eine Angabe

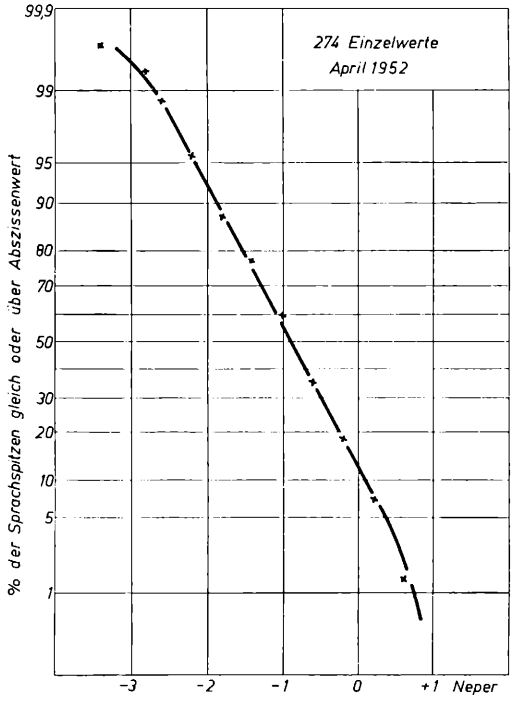


Bild 2 Häufigkeitsverteilung von Sprachspitzenspannungen am relativen Pegel 0. Gemessen wurde mit Aussteuerungsmesser (Integrationszeit = 10 ms) der Höchstwert eines 10-Sekunden-Abschnittes aus jedem Gespräch

machen. Es liegen zwar bereits zahlreiche Einzelmessungen vor, die z. B. die Schwankung der verschiedenen Sprechlautstärken [2] mit etwa 3 N, die der Bezugsdämpfungen von Mikrophonkapseln [3] mit mindestens 1 N und die der Restdämpfungen mit etwa 2 N angeben. Daraus ergäbe sich ein Regelbereich von mindestens 6 N. Glücklicherweise engen andere Umstände den Schwankungsbereich wieder ein. Sprechlautstärke und Restdämpfung gleichen sich in der Wirkung teilweise aus, weil man laut spricht, wenn man leise hört und umgekehrt. Eine Statistik von Sprachspitzenspannungen am Eingang eines Überseeamtes zeigt *Bild 2*. Messungen von V. Subrizi [4] ergeben wegen anderer Meßgeräte zwar andere Absolutwerte aber fast die gleiche Streubreite. Man sieht aus Bild 2 auch, daß der Bereich um — 1 N am häufigsten vorkommt, und legt den Ruheverstärkungsgrad in langen Pausen entsprechend fest. Bei einem Bereich von etwa 4,5 N hat man also praktisch alle Fälle erfaßt.

Die schwierigste Aufgabe beim Sendevolumenregler ist die Festlegung der Regelgeschwindigkeiten; sie erfordern auch den meisten schaltungstechnischen Aufwand. Man bevorzugt grundsätzlich die Rückwärtsregelung, weil dabei die Konstanz der Bauelemente nur einen geringen Einfluß auf die Höhe des Ausgangspegels hat. Vielfach hat man die jeweilige Ausgangsspitzenspannung zum Einstellen der Verstärkung benutzt. Diese „Spitzenregler" haben die Eigenschaft, die Dynamik der Sprache beim Übergang von leise auf laut stark zu pressen. Nach einigen leiser gesprochenen Worten wird eine betonte Silbe so ausgeregelt, daß sie auch nicht lauter ist als die vorhergehenden. Wegen der Forderung, den Sender immer möglichst auszusteuern, ihn aber nie zu übersteuern, kann dies nicht anders sein. Beim Übergang von laut auf leise ist die Regelgeschwindigkeit zwar bedeutend kleiner, aber immerhin noch über 1 N/sec., damit die mittlere Aussteuerung möglichst hoch liegt. Die in geringem Umfang an sich erwünschte Dynamikpressung ist beim Spitzenregler also zeitlich unsymmetrisch, so daß die auslautenden Konsonanten nach betonten Vokalen leichter im Störpegel verschwinden. Gleichmäßige Raum- und Leitungsgeräusche bringt der Spitzenregler auf den vollen Ausgangspegel, falls sie im Regelbereich liegen.

Im Gegensatz hierzu hat der im folgenden beschriebene „echte" Volumenregler einige Vorteile. Die Regelgröße ist nicht der Spitze, sondern dem zeitlichen Mittelwert proportional. Man erreicht dies durch entsprechend bemessene Siebglieder, nachdem man die Einhüllende der Sprache durch Gleichrichtung gewonnen hat. Die Regelgeschwindigkeit für das Volumen ist also in beiden Richtungen relativ klein und die Dynamikkompression ebenfalls. Der Ausgangspegel für einen Dauerton wird verhältnismäßig tief festgelegt, so daß die Spitzen, die ja nicht ausgeregelt werden, etwa auf den Wert kommen, der zur Senderaussteuerung ausreicht. Da der Spitzenwert wegen der verschiedenen Dynamik der Sprecher nach dieser Regelung nicht genau definiert ist, folgt auf die Hauptregelung ein Spitzenregler mit kleinem Regelbereich, der in beiden Richtungen sehr schnell arbeitet.

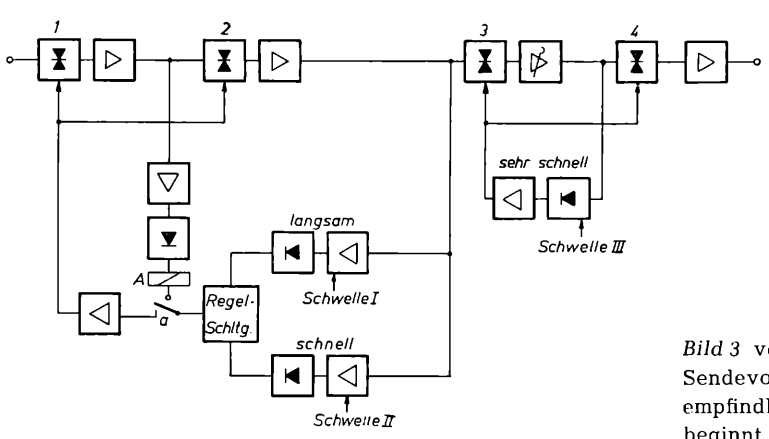


Bild 3 Übersichtsschaltung eines Sendevolumenreglers
1, 2, 3, 4 = Stromgesteuerte Dämpfungsglieder

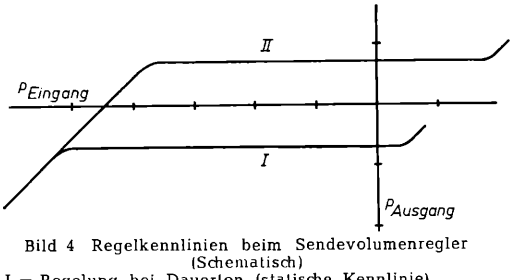


Bild 4 Regelkennlinien beim Sendevolumenregler (Schematisch)
I = Regelung bei Dauerton (statische Kennlinie)
II = Regelung der Sprachspitzen (dynamische Kennlinie)

Bild 3 veranschaulicht die Arbeitsweise eines derartigen Sendevolumenreglers[1]). Bei Satzbeginn schließt das hochempfindliche A-Relais seinen Kontakt, und die Verstärkung beginnt vom Ruhewert aus zu steigen, bis die Spannung hinter der 2. Röhre die Schwelle I überschreitet und wieder abwärts geregelt wird. Bei hohem Eingangspegel wird auch die um etwa 1,4 N höher liegende Schwelle II überschritten und bedeutend schneller geregelt. Nach einigen Worten ist dann der richtige Verstärkungsgrad eingestellt und die langsame Regelung ist fast allein

1) Entwickler und Lieferfirma der Geräte des z. Z. modernsten Überseeamtes in Hamburg ist Siemens & Halske.

maßgebend. Einzelne betonte Silben werden rasch abwärts geregelt und wirken nur kurze Zeit nach. Die Endregelung mit ihren Regelzeiten von wenigen Millisekunden stellt darauf den genau definierten Spitzenpegel her; sie wirkt als klirrfreie Begrenzung. Wie man sieht, ist die Empfindlichkeit des A-Relais vom mittleren Verstärkungsgrad abhängig. Dieser Umstand verhindert das Hochregeln von Raum- und Leitungsgeräuschen, jedoch kann ein Sprung vom lautesten zum leisesten Teilnehmer nicht ausgeregelt werden, weil dieser größer ist als die Dynamik eines einzelnen Sprechers, der das A-Relais angepaßt ist. Dieser momentane Sprung kommt aber in der Praxis nicht vor, weil zwischen zwei Gesprächen die Vermittlungsbeamtin eintritt, deren Pegel in die Mitte des Bereiches gelegt wird Die Verstärkung des 3. Rohrs ist in Stufen einstellbar; dadurch ist das Maß der Pressung unabhängig von der Volumenregelung wählbar, und man erzielt bei hohem Funkgeräusch eine höhere mittlere Aussteuerung bei gleicher Spitzenaussteuerung.

Die Regeleigenschaften wurden in umfangreichen Sprechversuchen ausprobiert, da man theoretisch wenig vorhersagen kann, wie die Natürlichkeit bei der Pressung leidet. Bei den meisten Sprechern ist die gewollte Pressung nicht hörbar, bei einigen lebhaften noch nicht störend, und sehr wenige nutzen den zur Verfügung gestellten dynamischen Bereich nicht aus. Aus *Bild 4* sieht man, wie das Gerät den Abstand zwischen Mittelwert und Spitze auf 1,4 N normiert. Was das Geräusch betrifft, ist der Volumenregler den Spitzenreglern überlegen, 1. weil er gleichmäßige Geräusche, Brummen usw. auf Werte regelt, die erheblich unter der Spitzenaussteuerung liegen und 2. weil der jeweilige Regelbereich nur so groß wie die erforderliche Dynamik (etwa 3,5 N) ist.

Empfangsvolumenregler

Der Regelmechanismus ist dem beim Sendevolumenregler sehr ähnlich mit dem Unterschied, daß der Ruheverstärkungsgrad 0 N ist, weil der Empfänger den größten Teil der Feldstärkeschwankungen richtig ausregelt. Bei den heutigen Empfängern verbleibt noch eine Restschwankung von etwa ± 1,5 N, die deswegen unangenehm ist, weil sie sich während eines Gespräches häufig ändert, so daß sich das Ohr nicht darauf einstellt. Auf der Sendeseite ist immer genügend Störabstand auf der Leitung, so daß man das Kriterium, ob geregelt werden soll, aus der Eingangsspannung an sich beziehen kann. Auf der Empfangsseite mit ihrem meist kleinen Störabstand dagegen entscheidet eine besondere Schaltung, die sogenannte Silbenauswertung. Sie ermöglicht die Regelung, wenn folgende Bedingungen zugleich erfüllt sind:

1. Der Schwerpunkt des Frequenzgemisches liegt um 800 Hz.
2. Ein bestimmter Pegel wird überschritten.
3. Das Signal ist moduliert.
4. Ein bestimmter Modulationsgrad wird überschritten.
5. Die Modulationsfrequenz hat Silbenfrequenz.

Eine Auswertung von Sprache nach Silbenfrequenzen zeigt *Bild 5*. Als Silbenanfang und Ende ist der Punkt genommen, bei dem der Pegel um 3 N unter der jeweiligen Spitzenspannung lag. Praktisch alle Silben liegen danach zwischen 40 und 600 ms, d. h. die Spracheinhüllende enthält vorwiegend das Band von 1 bis 12 Hz mit einem Schwerpunkt bei 4 Hz. Die Schaltung der Silbenauswertung bewertet das Signal also als Sprache, wenn die Einhüllende diese Frequenzen mit hohem Modulationsgrad enthält.

Bei der Regelgeschwindigkeit ist man gezwungen, einen Kompromiß zu schließen zwischen dem Wunsche, die bereits gepreßte Dynamik nicht weiter einzuengen, d. h. langsam zu regeln, und dem Bestreben, die raschen Schwunderscheinungen möglichst ganz zu beseitigen. Betrieblich haben sich Werte um 0,7 N/sec als recht günstig gezeigt.

Geräuschminderer

Beim Volumenregler ist die Dämpfung dem Eingangspegel proportional, beim Dehner ist es die Verstärkung. Macht man die Dehnung der Amplituden beim Empfang genau komplementär zu der Pressung beim Senden, so erzielt man erheblichen Gewinn an Geräuschabstand, ohne daß das Nutzsignal merklich verändert wird [5]. Auf Kurzwellenstrecken ist dieses Prinzip des Companders aber wegen der Vergrößerung der Dämpfungsschwankungen kaum anwendbar. Der Empfangsvolumenregler müßte entsprechend genauer ausregeln. Das dürfte aber wegen der notwendigen Unterscheidung zwischen Dynamik und Schwund sehr schwierig sein. Bei der Reihenfolge Dehner—Empfangsvolumenregler muß der Regelbereich des Empfangsvolumenreglers größer gemacht werden und die Aufgabe zwischen Geräusch und Nutzsignal zu unterscheiden wird dementsprechend schwerer.

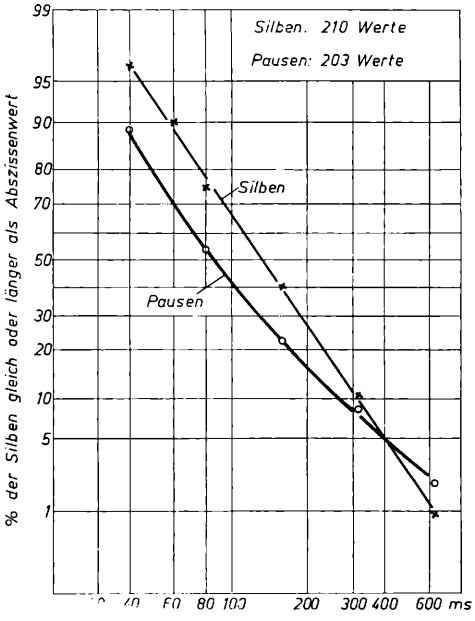


Bild 5 Häufigkeitsverteilung der Dauer von Silben und Pausen (ohne Satzpausen)

Man begnügt sich daher heute mit einer Dehnung der kleinen Pegelwerte und nennt das Gerät Geräuschminderer. Die Pressung auf der Sendeseite wird unter anderem auch deswegen nicht rückgängig gemacht, weil noch keine internationalen Vereinbarungen über die Geräteeigenschaften existieren.

Die Kennlinien zeigt *Bild 6*. Man wählt die Einstellung so, daß die leisen Sprachanteile gerade noch keine Dämpfung erfahren. Sowohl die Neigung $\frac{da}{dp_E} = 3$ als auch ihre Unabhängigkeit von dem jeweils eingestellten Arbeitspunkt ist durch Versuche als sehr günstig gefunden worden. An Öffnungszeit erreicht man etwa 5 ms, und die Nachwirkzeit ist bei 20 bis 100 ms optimal je nach Störabstand.

Die Geräuschbefreiung ist eine subjektive, da sie natürlich nur in Pausen wirksam ist. Für die Silbenverständlichkeit wirkt sie so, als wäre der tatsächliche Geräuschabstand um 0,3 bis 0,6 N verbessert.

Rückkopplungssperre

Wie eingangs erwähnt, müssen Rückkopplungssperren zu allen Zeiten mindestens eine Sprechrichtung undurchlässig machen. Wie dies im einzelnen geschieht, ob durch Relais, gesteuerte Röhren oder Gleichrichter ist nicht wesentlich. Grundsätzlich lassen sich bei jeder Sperrenart ausreichende Dämpfung sowie hohe Ansprechempfindlichkeit erreichen, so daß auch leise Konsonanten sich durchschalten können. Entscheidend ist, daß stets nur zum richtigen Zeitpunk umgeschaltet wird. Man unterscheidet die verschiedenen Ausführungsformen zweckmäßig nach einem Vorschlag des CCIF [6], nämlich dem Schaltzustand nach Aufhören eines Signal der einen und der anderen Richtung.

Die meisten Sperren des Auslandes haben eine definierte Ruhelage, d. h. sie fallen in stets den gleichen Zustand zurück, wenn das Signal aufhört, das sich seine Richtung durchlässig gemacht hatte, gleichgültig aus welcher Richtung es kam. Bei einem viel verwendeten Typ [7]

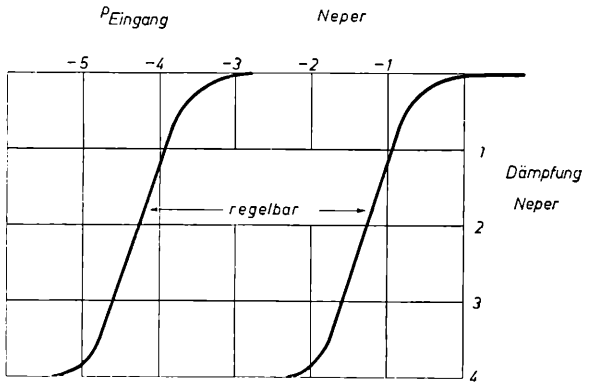


Bild 6 Statische Kennlinien eines Geräuschminderers

ist die Empfangsrichtung im Ruhezustand durchlässig; die Senderichtung muß also sozusagen dauernd gegen einen federnden Schalter arbeiten. Wenn eine Richtung besprochen ist, kann die andere sich nicht, auch nicht mit hohem Pegel, durchsetzen. Eine grundsätzlich andere Wirkungsweise besitzt die Differentialsperre nach H. Kimmel und E. Hölzler [8] und eine Abart davon, die die niederländische Postverwaltung verwendet [9]. Die günstigen Erfahrungen aus der kurzen Einsatzzeit dieser Sperre vor dem Kriege wurden durch ein reiches Beobachtungsmaterial der letzten Jahre bestätigt, wo verschiedene Sperrentypen zur Verfügung standen. Heute verwendet die Bundespost nur Differentialsperren, die inzwischen noch in einigen Einzelheiten vervollkommnet wurden.

Die Arbeitsweise ist vergleichbar mit der eines polarisierten Relais. Nach Aufhören eines Signals bleibt der bisherige Schaltzustand bestehen. Sprechen beide Teilnehmer, so setzt sich der lautere durch. Bei langsamem Sprechen in der Senderichtung schaltet die Sperre in den Pausen nicht unnötigerweise auf Empfang um und die wegen der endlichen Ansprechzeit unvermeidlichen Silbenbeschneidungen werden auf ein Minimum reduziert.

Besonders wichtig ist das Verhalten der Sperren bei starkem Geräusch der Funkseite. Naheliegend ist es, die Ansprechempfindlichkeit der Empfangsrichtung zu verringern, deren Nutzpegel ja hoch ist. Hierbei stößt man aber bei den Sperren älterer Art bald auf eine Grenze. Ist der Unterschied in den Ansprechempfindlichkeiten größer als die Dämpfung des Gabelrückflusses, wird die Sperre instabil; sie flattert, wenn die Empfangsrichtung ein Signal unterhalb der Ansprechschwelle erhält. Zur Wahrung der Stabilität muß die Bedingung

$$a_{\ddot{u}} > p_E^a - p_S^a \qquad (1)$$

erfüllt sein. Dabei bedeutet $a_{\ddot{u}}$ die gesamte Dämpfung zwischen den Anschlußpunkten der Sperre, p_E^a den Ansprechpegel der Empfangsrichtung und p_S^a den Ansprechpegel der Senderichtung.

Werden bei der Differentialsperre die Schwellen verschieden gemacht, gibt es bisher zwei Arten der Ausführung:

1. Das Signal wird in der Abwägeschaltung voll wirksam, wenn die betreffende Richtung durchlässig ist. Ist sie undurchlässig, wird es nur wirksam, wenn es die Schwelle überschreitet. Die Bedingung für Stabilität lautet jetzt:

$$a_{\ddot{u}} + \Delta p > 0. \qquad (2)$$

Δp ist die zum Unterbrechen notwendige Pegeldifferenz. Ein Flattern kann also in der Praxis niemals auftreten. Diese Form der Sperre, von F. Rumpel [10] angegeben, ist seit über zwei Jahren im Überseeamt Frankfurt in Betrieb.

2. Das Signal wird in der Abwägeschaltung nur wirksam, wenn es die Schwelle überschreitet, gleichgültig ob die Richtung durchlässig ist oder nicht. Ist der Eingangspegel der Empfangsrichtung $p_E > p_E^a$, gilt die Bedingung (2), ist dagegen $p_E < p_E^a$, so gilt die Bedingung (1). Ein wichtiger Unterschied gegenüber der Sperre mit in Ruhe durchlässiger Empfangsrichtung ist aber, daß bei Verletzung von (1) diese Differentialsperre nicht flattert, sondern höchstens einmalig in die falsche Richtung umschlägt. Die letztere Form der Differentialsperre befindet sich im Überseeamt Hamburg.

Im Betrieb ergibt sich bei den ungünstigsten Verhältnissen folgendes: Liegt das Geräusch oberhalb der Schwelle, blockieren beide Sperren die sehr leisen Landteilnehmer. Wenn das Geräusch unterhalb der Schwelle liegt, und die Empfangsrichtung gerade durchlässig ist, kann bei der Frankfurter Sperre ein sehr leiser Teilnehmer sich nicht durchsetzen, bei der Hamburger Sperre ist ihm dies möglich. Allerdings muß bei den geschilderten, sehr ungünstigen Verhältnissen in Kauf genommen werden, daß die Sperre in Sprechpausen der Empfangsrichtung den Sendeweg freischaltet. Dies kommt aber selten vor und stört praktisch nicht, da der Empfangsvolumenregler dafür sorgt, daß das Nutzsignal nicht unter die Schwelle der Sperre gerät. Anderenfalls würde die Sperre die leisen Teile der Sprache wegschneiden. Beide Differentialsperren haben eine Nachwirkzeit erhalten, die der Pegeldifferenz beider Richtungen proportional ist. Dadurch werden Instabilitäten vermieden, die von der Echolaufzeit verursacht werden könnten.

Verschlüsselungseinrichtung

Als Maßnahme gegen unbefugtes Abhören der Gespräche auf dem Funkwege hat sich heute das System der zeitgesteuerten Vertauschung von Teilbändern [11] durchgesetzt. Auf Einzelheiten einzugehen, würde in diesem Rahmen zu weit führen, zumal an dem Verfahren in den letzten 15 Jahren nichts wesentlich geändert wurde. Da das Prinzip jedoch nicht allgemein bekannt ist, soll es ganz kurz erläutert werden.

Das Sprachfrequenzband wird durch Filterung in eine Anzahl frequenzmäßig gleich breite Teilbänder zerlegt. Diese Teilbänder werden untereinander vertauscht und

einige von ihnen invertiert. Dadurch ergeben sich $2^n \cdot n!$ Vertauschungsmöglichkeiten (n = Anzahl der Teilbänder). Aus dieser großen Zahl wählt man eine kleine Menge von Möglichkeiten und wechselt zwischen ihnen im Abstand weniger Sekunden in unregelmäßiger Folge mit Hilfe eines Taktgebers von der Genauigkeit einer Quarzuhr. Bei der Gegenstation muß natürlich der ganze „Schlüssel", d. h. die ausgewählten Vertauschungskombinationen und ihre zeitliche Folge bekannt sein, um den Vorgang wieder rückgängig machen zu können. Die verschlüsselte Sprache ist in ihrem Klang derart entstellt, daß es ohne die umfangreichen Entschlüsselungsgeräte unmöglich ist, den Gesprächsinhalt zu erkennen.

Zusammenfassung

Die Endeinrichtung eines Überseeamtes umfaßt eine Reihe von Geräten, die der Anpassung des Leitungsweges an den Funkweg dienen, den gesamten Sprechkreis stabil halten und den Störabstand auf einen Höchstwert bringen sollen. Die modernen Regelgeräte sind auf Eigentümlichkeiten der Sprache abgestimmt; ihre Konstruktionsprinzipien sind im allgemeinen nicht mehr richtig, wenn andere Nachrichteninhalte übertragen werden sollen. Die Gesamtwirkung der Funkstrecke ist die einer klirrarmen Begrenzung und Siebung der Amplituden.

Von den verschiedenen Sperrentypen erscheinen die weiterentwickelten Differentialsperren den anderen überlegen wegen der kleinstmöglichen Schalthäufigkeit, der Unempfindlichkeit gegenüber Gabelrückfluß und einer weitgehenden Anpassungsmöglichkeit an starkes Funkgeräusch.

Zu jedem Sprechkanal gehört eine Sprachverschlüsselung, die das Mithören von unbefugter Seite wirksam erschwert.

Schrifttum

[1] H. Sachse: Die niederfrequenten Endeinrichtungen für eine neue Funkfernsprechverbindung mit Übersee. Telefunken-Ztg. 22 (1941) S. 59—70.

[2] F. Strecker: Verständlichkeit und Lautstärke bei Frequenz- und Amplitudenbegrenzung. Z. techn. Phys. 17 (1936) S. 568—572.

[3] K. Braun: Objektive Messung der Bezugsdämpfung und ihre übertragungstechnische Auswirkung beim Fernsprechen. VDE-Fachberichte 1953 V/50—53.

[4] V. Subrizi: A Speech Volume Survey on Telephone Message Circuits. Bell Lab. Rec. 31 (1953) S. 292—295.

[5] R. S. Caruthers: The Type N 1 Carrier Telephone System. Bell Syst. Techn. Journ. 30 (1951) S. 1—32.
M. Jänke, E. Prenzel, W. Speer: Dynamikpresser und Dehner für Fernsprechverbindungen. FTZ 6 (1953) S. 459—468.

[6] CCIF-Gelbbuch (15. Vollversammlung 1949) Teil III, S. 172—175.

[7] S. Wright: The Vodas. Bell Syst. Techn. Journ. 16 (1937) S. 456—474.
V. J. Hawks: The B 4 radio control terminal. Bell Lab. Rec. 27 (1949) S. 210—215.

[8] H. Kimmel: Echo- und rückkopplungsgesperrte Gegenverkehrsverbindungen mit Verstärkern. Diss. T. H. München 1937.
E. Hölzler: Eine neue Rückkopplungssperre nach dem Kipp-Prinzip. EFD Heft 49 (1938) S. 106—164.

[9] C. Bevoort: Eindapparatuur voor Radiotelefoonverkeer op lange Afstand. Het PTT-Bedrijf. V (1953) S. 76—83.

[10] F. Rumpel: Eine Differentialrückkopplungssperre mit richtungsverschieden einstellbarer Ansprechempfindlichkeit. FTZ 6 (1953) S. 540—543.

[11] USA-Patente Nr. 1 709 901 (1929), 1 829 783 (1931).
Schweizer Patent Nr. 208 091 (1939).

SONDERDUCK
aus der Fernmelde-Praxis 1954

Berechnung der Betriebsdämpfungen und Eingangswiderstände von Differentialübertragern

Von

J. Bugdahn, Darmstadt

VERLAG FRANZ WESTPHAL - WOLFSHAGEN/SCHARBEUTZ - LÜBECKER BUCHT

Copyright 1954 by Franz Westphal Verlag, Wolfshagen-Scharbeutz
Druck: Graphische Kunstanstalt H. G. Rahtgens, Lübeck

Berechnung der Betriebsdämpfungen und Eingangswiderstände von Differentialübertragern

Von J. Bugdahn, Darmstadt

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

I. Einleitung

DK 621.317.38

Unter einem Differentialübertrager (auch Ausgleichsübertrager) versteht man einen Übertrager, dessen primäre Wicklung an irgendeiner Stelle eine zusätzliche Klemme trägt. Werden die durch die Zusatzklemme entstehenden beiden Teile der primären Wicklung von entgegengesetzt gerichteten Strömen durchflossen, so ist die Wirkung in der sekundären Wicklung der Differenz der von den beiden Strömen hervorgerufenen Durchflutungen proportional [1].

Differentialübertrager spielen in der Fernsprechtechnik eine wesentliche Rolle, und zwar

a) Differentialübertrager mit gleichen Windungszahlen der beiden Teile der primären Wicklung zum Beispiel als
„Gabelschaltungen" in Vierdrahtleitungen,
„Nachbrückenübertrager" in Zweidrahtverstärkern, Zweidrahtendverstärkern und Vierdrahtendverstärkern,
„Induktionsspulen" in der Abfrageeinrichtung der Fernschränke;

b) Differentialübertrager mit ungleichen Windungszahlen der beiden Teile der primären Wicklung zum Beispiel als
„Induktionsspulen" in Sprechstellenapparaten,
„Eingangsbrückenübertrager" in Endechosperren und Tonwahlempfängern,
„Einspeiseübertrager" in den Übertragungen für Tonfrequenzwahl (3000 Hz).

II. Ersatzschaltbilder

Die Bestimmung der Betriebsdämpfungen und der Eingangswiderstände eines Differentialübertragers erfordert infolge des Einflusses seiner Induktivitäten und Gegeninduktivitäten umfangreiche Rechenarbeit; sie kann aber durch Anwendung von zwei einfachen Ersatzschaltungen, in denen diese Induktivitäten nicht mehr auftreten, erleichtert werden [2]. Die Ersatzschaltungen sind aus einem Netzwerk mit idealem Differentialübertrager gemäß Abb. 1 abgeleitet worden. In ihm bedeuten L_1 und L_2 die Induktivitäten, W_1 und W_2 die Windungszahlen der beiden Teile der Primärwicklung sowie L_3 die Induktivität, W_3 die Windungszahl der Sekundärwicklung. Da ideale Übertrager keine Streuung haben, lassen sich L_1 und L_2 durch die in Abb. 2 angegebenen Induktivitäten ersetzen. In dieser Abbildung ist außerdem der Widerstand $ü'^2 \cdot \Re_4$ der Abb. 1 auf den unmittelbar an den Klemmen 1,3 liegenden Widerstand $\Re_4$ übersetzt. Das Netzwerk nach Abb. 2 konnte dann schließlich in die Ersatzschaltungen 1 und 2 des Netzwerkes mit idealem Übertrager umgewandelt werden, weil dessen Induktivitäten unendlich groß sind.

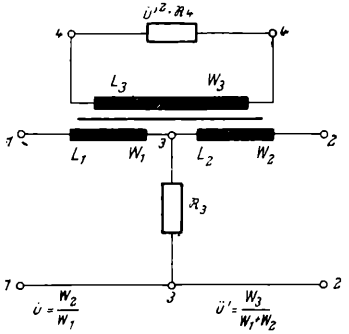


Abb. 1: Netzwerk mit idealem Differentialübertrager

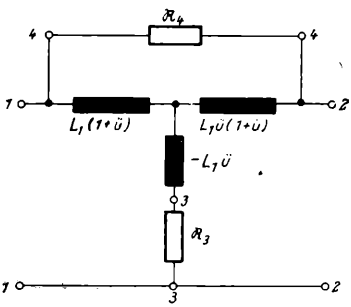


Abb. 2: Umgeformtes Netzwerk mit idealem Differentialübertrager

Die bei der Ableitung der Ersatzschaltungen gemachte Voraussetzung vernachlässigbar kleiner Streuung und sehr großer Induktivität des Differentialübertragers ist auch bei den in der Praxis verwendeten derartigen Schaltungen meist erfüllt. Die Ersatzschaltungen können dann den Berechnungen der Betriebsdämpfungen und der Eingangswiderstände von Differentialübertragern zugrunde gelegt werden; dies soll auch bei den folgenden Betrachtungen geschehen.

III. Berechnung der Betriebsdämpfungen

a) Übertragungsweg von Klemmenpaar 1 nach Klemmenpaar 4 und umgekehrt. Ein nach Abb. 6 an das Klemmenpaar 1 der Ersatzschaltung 2 angelegter Wechselstromerzeuger mit der EMK $\mathfrak{E}$ und dem inneren Widerstand $\Re_1$ rufe in den Stromkreisen I ... IV die Ströme i_1, i_2, i_4, i_a, i_b und i_c hervor. Bei dem in der Abbildung angenommenen Umlaufsinn gelten nach den Kirchhoffschen Gesetzen (Maschen- und Knotenregeln) folgende Beziehungen:

$$\left.\begin{aligned}
&1.\ i_1 \cdot \Re_1 + i_a \cdot \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \Re_3 = \mathfrak{E} \\
&2.\ -i_a \cdot \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \Re_3 + \left[-i_c \cdot \frac{(1+\ddot{u})^2}{\ddot{u}} \cdot \Re_3 \right] + i_b \cdot (1+\ddot{u}) \cdot \Re_3 = 0 \\
&3.\ -i_b \cdot (1+\ddot{u}) \cdot \Re_3 + i_2 \cdot \Re_2 = 0 \\
&4.\ i_4 \cdot \Re_4 - \left[-i_c \cdot \frac{(1+\ddot{u})^2}{\ddot{u}} \cdot \Re_3 \right] = 0
\end{aligned}\right\} \text{Maschenregel}$$

$$\left.\begin{aligned}
&5.\ +i_1 - i_a - i_c - i_4 = 0 \\
&6.\ +i_c - i_b + i_4 - i_2 = 0
\end{aligned}\right\} \text{Knotenregel}$$

Aus diesen sechs Gleichungen können die einzelnen Ströme bestimmt werden. Im vorliegenden Falle genügt es aber, wie wir noch sehen werden, nur die Gleichung für den Strom i_4 abzuleiten; man erhält

$$i_4 = \frac{\mathfrak{E} \cdot [\Re_2 + (1+\ddot{u})\Re_3]}{(1+\ddot{u})(\Re_1\Re_2 + \Re_1\Re_3 + \Re_2\Re_3 + \Re_3\Re_4) + \frac{\ddot{u}^2}{1+\ddot{u}} \Re_1\Re_4 + \frac{1}{1+\ddot{u}} \Re_2\Re_4}$$

Definitionsgemäß ist nun die Betriebsdämpfung a_{14} des Übertragungsweges von Klemmenpaar 1 nach Klemmenpaar 4 gegeben durch die Gleichung

$$a_{14} = \ln \sqrt{\frac{N_{1\max}}{N_4}} = \ln \left| \sqrt{\frac{\mathfrak{E}^2}{4\,\Re_1} \cdot \frac{1}{i_4^2 \cdot \Re_4}} \right| = \ln \left| \frac{\mathfrak{E}}{2\,i_4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\Re_1 \cdot \Re_4}} \right|$$

$N_{1\,max}$ ist hierbei die maximal abgebbare Scheinleistung des Wechselstromerzeugers, nämlich bei Anpassung an seinen inneren Widerstand $\mathfrak{R}_1$, N_4 die an den betriebsmäßigen Abschlußwiderstand $\mathfrak{R}_4$ des Differentialübertragers abgegebene Scheinleistung. Setzt man in die letzte Gleichung den vorher für i_4 erhaltenen Ausdruck ein, so ergibt sich a_{14} zu

$$a_{14} = \ln \left| \frac{(1+\ddot{u})[\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_3\mathfrak{R}_4] + \frac{\ddot{u}^2}{1+\ddot{u}}\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_4 + \frac{1}{1+\ddot{u}}\mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_4}{\mathfrak{R}_2 + (1+\ddot{u})\mathfrak{R}_3} \cdot \frac{1}{2\sqrt{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_4}} \right| \quad (1)$$

Bei Widerstandsanpassung an den Klemmenpaaren 3 und 4 (zu vgl. Abb. 1) müssen, wie später noch abgeleitet werden wird (siehe unter V),

$$\mathfrak{R}_3 = \mathfrak{W}_3 = \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_1 \quad (2) \qquad \text{und} \qquad \mathfrak{R}_4 = \mathfrak{W}_4 = (1+\ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_1 \quad (3)$$

sein. Mit diesen Ausdrücken für $\mathfrak{R}_3$ und $\mathfrak{R}_4$ geht Gl. (1) über in die Form

$$a_{14} = \frac{1}{2} \ln (1+\ddot{u}) \quad (4)$$

a_{14} ist also bei Widerstandsanpassung an den Klemmenpaaren 3 und 4 unabhängig von $\mathfrak{R}_2$. Dies bedeutet, daß der Zweig $\mathfrak{R}_2$ stromfrei ist, also beispielsweise abgeschaltet werden könnte, ohne daß sich in der Stromverteilung in dem Netzwerk etwas änderte. In Abb. 5 ist a_{14} nach Gl. (4) in Abhängigkeit vom Windungsverhältnis $\ddot{u} = \frac{W\,2}{W\,1}$ aufgetragen (Kurve a). In dem Sonderfall der Gabelschaltung, bei der die Windungszahlen der beiden Teile der Primärwicklung des Differentialübertragers gleich groß sind ($\ddot{u} = 1$), ist $a_{14} = \frac{1}{2} \ln 2 = 0{,}347$ N. Bei den praktisch ausgeführten Gabelschaltungen ist a_{14} wegen der Übertragungsverluste etwas größer; man rechnet mit einem Wert von rund 0,4 N.

Für die Betriebsdämpfung a_{41} des Übertragungsweges von Klemmenpaar 4 nach Klemmenpaar 1 gilt ebenfalls Gl. (1) bzw. Gl. (4).

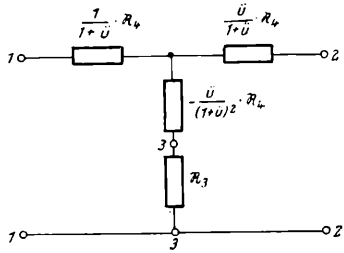


Abb. 3: Ersatzschaltung 1 des Netzwerkes mit idealem Differentialübertrager

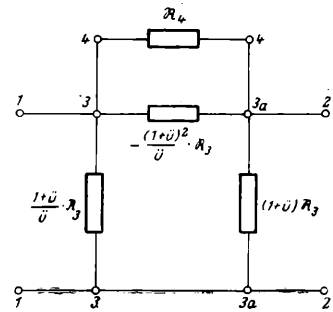


Abb. 4: Ersatzschaltung 2 des Netzwerkes mit idealem Differentialübertrager

b) Übertragungsweg von Klemmenpaar 3 nach Klemmenpaar 4 und umgekehrt. In der in Abb. 7 dargestellten Ersatzschaltung 2 sind zwei Wechselstromerzeuger mit den EMK $\mathfrak{E}$ angenommen. Ihre inneren Widerstände sind gleich $\frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3$ bei dem auf das Klemmenpaar 3 wirkenden Generator und gleich $(1+\ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_3$ beim Generator am Klemmenpaar 3a. Die beiden

Generatoren mögen in den Stromkreisen I ... IV die Ströme i_1, i_2, i_4 i_a, i_b und i_c hervorrufen. Nach Kirchhoff lassen sich dann bei dem angenommenen Umlaufsinn folgende sechs Grundgleichungen aufstellen:

$$1.\quad i_1 \cdot \mathfrak{R}_1 + i_a \cdot \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3 = \mathfrak{E}$$

$$2.\quad i_a \cdot \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3 + \left[-i_c \cdot \frac{(1+\ddot{u})^2}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3 \right] - i_b \cdot (1+\ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_3 = + \mathfrak{E} - \mathfrak{E} = 0$$

$$3.\quad i_b \cdot (1+\ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_3 + i_2 \cdot \mathfrak{R}_2 = \mathfrak{E}$$

$$4.\quad i_4 \cdot \mathfrak{R}_4 - \left[-i_c \cdot \frac{(1+\ddot{u})^2}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3 \right] = 0$$

} Maschenregel

$$5.\quad i_a - i_c - i_1 - i_4 = 0$$

$$6.\quad i_b + i_c + i_4 - i_2 = 0$$

} Knotenregel

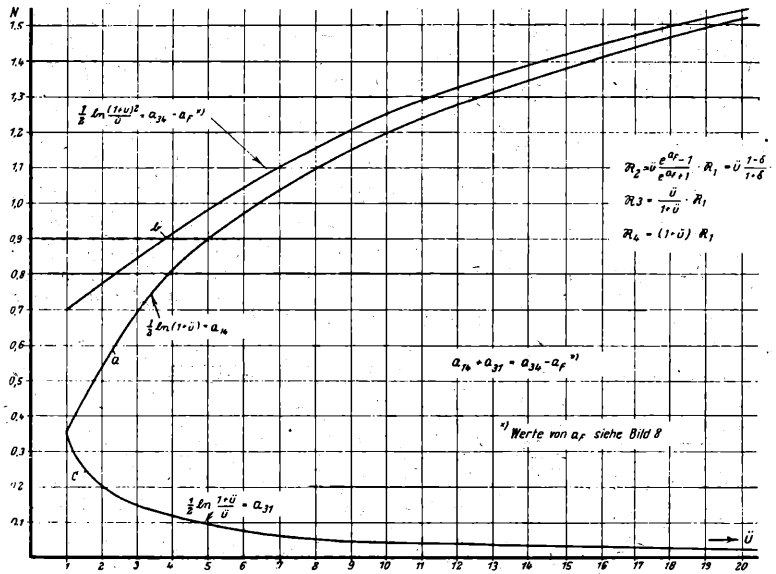


Abb. 5: Gabeldämpfungen in Abhängigkeit vom Windungsverhältnis $\ddot{U} = \frac{W_2}{W_1}$

Hieraus können die einzelnen Ströme ermittelt werden. Für die Bestimmung der Betriebsdämpfung a_{34} des Übertragungsweges von Klemmenpaar 3 nach Klemmenpaar 4 genügt uns der Strom i_4; er ergibt sich zu

$$i_4 = \frac{\mathfrak{E} \cdot (\ddot{u}\mathfrak{R}_1 - \mathfrak{R}_2)}{(1+\ddot{u})\,[\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_3\mathfrak{R}_4] + \frac{\ddot{u}^2}{1+\ddot{u}}\,\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_4 + \frac{1}{1+\ddot{u}}\mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_4}$$

Entsprechend der Schaltanordnung in Abb. 7 muß man definitionsgemäß die

Betriebsdämpfung a_{34} ausdrücken durch das halbe logarithmische Verhältnis der von den beiden Generatoren maximal abgebbaren Scheinleistungen (vgl. unter a) zu der an den betriebsmäßigen Abschlußwiderstand $\Re_4$ abgegebenen Scheinleistung, also

$$a_{34} = {}^1/_2 \ln \frac{N_{3\,max}}{N_4} = \ln \sqrt{\frac{N_{3\,max}}{N_4}} =$$

$$\ln \left| \sqrt{\left(\frac{\mathfrak{E}^2}{4 \cdot \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \Re_3} + \frac{\mathfrak{E}^2}{4 \cdot (1+\ddot{u}) \cdot \Re_3} \right) \cdot \frac{1}{i_4^2 \cdot \Re_4}} \right| = \ln \left| \frac{\mathfrak{E}}{2\, i_4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\Re_3 \cdot \Re_4}} \right|$$

Diese Gleichung geht mit dem vorher für i_4 erhaltenen Ausdruck über in die Form

$$a_{34} = \ln \left| \frac{(1+\ddot{u})\,[\Re_1\Re_2 + \Re_1\Re_3 + \Re_2\Re_3 + \Re_3\Re_4] + \frac{\ddot{u}^2}{1+\ddot{u}} \cdot \Re_1\Re_4 + \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \Re_2\Re_4}{\ddot{u}\,\Re_1 - \Re_2} \cdot \frac{1}{2\sqrt{\Re_3 \cdot \Re_4}} \right|$$

$$= \ln \left| \frac{\ddot{u}\Re_1 + \Re_2}{\ddot{u}\Re_1 - \Re_2} \right|$$

$$+ \ln \left| \frac{(1+\ddot{u})\,[\Re_1\Re_2 + \Re_1\Re_3 + \Re_2\Re_3 + \Re_3\Re_4] + \frac{\ddot{u}^2}{1+\ddot{u}} \cdot \Re_1\Re_4 + \frac{1}{1+\ddot{u}}\,\Re_2\Re_4}{\ddot{u}\,\Re_1 + \Re_2} \cdot \frac{1}{2\sqrt{\Re_3 \cdot \Re_4}} \right|$$

$$a_{34} = a_F$$

$$+ \ln \left| \frac{(1+\ddot{u})\,[\Re_1\Re_2 + \Re_1\Re_3 + \Re_2\Re_3 + \Re_3\Re_4] + \frac{\ddot{u}^2}{1+\ddot{u}} \cdot \Re_1\Re_4 + \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \Re_2 \cdot \Re_4}{\ddot{u}\,\Re_1 + \Re_2} \cdot \frac{1}{2\sqrt{\Re_3 \cdot \Re_4}} \right| \tag{5}$$

Setzt man in Gl. (5) für $\Re_3$ und $\Re_4$ die Ausdrücke der Gl. (2) bzw. (3) ein, d. h. setzt man Widerstandsanpassung an den Klemmenpaaren 3 und 4 voraus, so erhält man

$$a_{34} = a_F + \frac{1}{2} \ln \frac{(1+\ddot{u})^2}{\ddot{u}} = \ln \frac{1}{|\delta|} + \frac{1}{2} \ln \frac{(1+\ddot{u})^2}{\ddot{u}} \tag{6}$$

In den Gl. (5) und (6) ist $a_F = \ln \frac{1}{|\delta|}$ die Nachbildfehlerdämpfung oder kurz die Fehlerdämpfung, die den Grad der Übereinstimmung zwischen den Abschlußwiderständen $\ddot{u}\,\Re_1$ und $\Re_2$ ausdrückt. In Abb. 8 ist die Fehlerdämpfung a_F in Abhängigkeit vom Nachbildfehler δ aufgetragen. Stimmen $\ddot{u}\,\Re_1$ und $\Re_2$ untereinander sehr genau überein, so wird $\delta = 0$ und $a_F = \infty$. In der Praxis wird sich eine unendlich große Fehlerdämpfung a_F selbst bei sehr guter Übereinstimmung dieser Abschlußwiderstände nicht erreichen lassen. a_F ist vielmehr noch von der Güte der Symmetrie der Übertragerwicklungen W 1 und W 2 (siehe Abb. 1) abhängig, d. h. $a_F = a_{sym}$, wenn $\ddot{u}\,\Re_1$ sehr genau gleich $\Re_2$ ist. a_{sym} soll z. B. bei Gabelschaltungen in Vierdrahtleitungen (siehe unter I. a) gleich oder größer 6,2 N sein.

Der zweite Summand der Gl. (6) ist in Abb. 5 in Abhängigkeit von dem Windungsverhältnis $\ddot{u} = \frac{W\,2}{W\,1}$ aufgetragen (Kurve b). Die Betriebsdämpfung a_{34} des (zu sperrenden) Übertragungsweges von Klemmenpaar 3 nach Klemmenpaar 4 ist gleich $a_F + 0{,}7$ N in dem Sonderfall der Gabelschaltung, wenn also $\ddot{u} = 1$, $\Re_3 = \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}}\,\Re_1$, $\Re_4 = (1+\ddot{u}) \cdot \Re_1$ sind. Bei den praktisch ausgeführten

Gabelschaltungen rechnet man wegen der Übertragerverluste nicht mit 0,7, sondern mit 0,8 N. Für die Betriebsdämpfung a_{34} der Gabelschaltungen ist die Bezeichnung „Gabelübergangsdämpfung" sehr gebräuchlich.

Für die Betriebsdämpfung a_{43} des Übertragungsweges von Klemmenpaar 4 nach Klemmenpaar 3 gilt ebenfalls Gl. (5) bzw. (6).

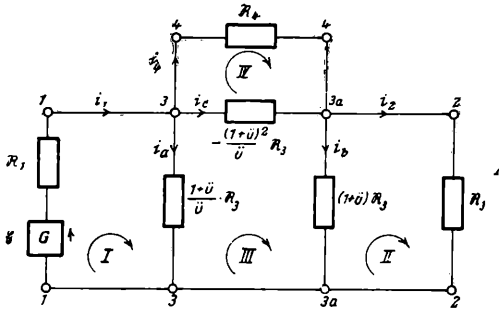


Abb. 6: Ableitung der Betriebsdämpfung a_{14}

c) Übertragungsweg von Klemmenpaar 3 nach Klemmenpaar 1 und umgekehrt. Es soll die in Abb. 7 dargestellte Ersatzschaltung 2 zugrunde gelegt werden. Dann gelten die bereits unter b) aufgestellten sechs Grundgleichungen, aus denen für den vorliegenden Fall der Strom i_1 zu ermitteln ist; er ergibt sich zu

$$i_1 = \frac{\mathfrak{E} \cdot [(1 + \ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_2 + \ddot{u} \cdot \mathfrak{R}_4]}{(1+\ddot{u})\,[\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3+\mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3+\mathfrak{R}_3\mathfrak{R}_4] + \frac{\ddot{u}^2}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_4 + \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_4}$$

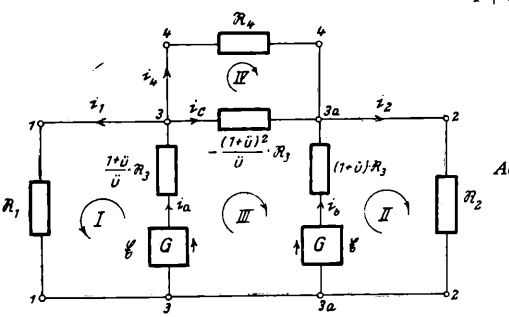


Abb. 7: Ableitung der Betriebsdämpfungen a_{34} und a_{31}

Die Betriebsdämpfung a_{31} des Übertragungsweges von Klemmenpaar 3 nach Klemmenpaar 1 läßt sich aus der folgenden Gleichung bestimmen, für die die Voraussetzungen unter b) sinngemäß zutreffen:

$$a_{31} = \ln \sqrt{\frac{N_{3\,max}}{N_1}} = \ln \left| \sqrt{\left(\frac{\mathfrak{E}^2}{4 \cdot \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3} + \frac{\mathfrak{E}^2}{4 \cdot (1+\ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_3} \right) \cdot \frac{1}{i_1^2 \cdot \mathfrak{R}_1}} \right|$$

$$= \ln \left| \frac{\mathfrak{E}}{2\,i_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mathfrak{R}_1 \cdot \mathfrak{R}_3}} \right|$$

Setzt man in diese Gleichung den vorher für i_1 erhaltenen Ausdruck ein, so erhält man für

$$a_{31} = \ln \left| \frac{(1+\ddot{u}) \cdot [\Re_1\Re_2 + \Re_1\Re_3 + \Re_2\Re_3 + \Re_3\Re_4] + \frac{\ddot{u}^2}{1+\ddot{u}}\Re_1\Re_4 + \frac{}{1+\ddot{u}}\Re_2\Re_4}{(1+\ddot{u}) \cdot \Re_2 + \ddot{u}\,\Re_4} \cdot \frac{1}{2\sqrt{\Re_1 \cdot \Re_3}} \right| \tag{7}$$

und mit $\Re_3 = \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}} \cdot \Re_1$, $\Re_4 = (1+\ddot{u}) \cdot \Re_1$, d. h. bei Widerstandsanpassung an den Klemmenpaaren 3 und 4: $a_{31} = \frac{1}{2} \ln \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}}$ (8)

Bei Widerstandsanpassung an den Klemmenpaaren 3 und 4 ist a_{31} also unabhängig von $\Re_2$ (zu vgl. diesbezügliche Angaben unter a). In Abb. 5 ist a_{31} nach Gl. (8) in Abhängigkeit vom Windungsverhältnis $\ddot{u} = \frac{W2}{W1}$ aufgetragen (Kurve c). Man kann aus Abb. 5 unmittelbar ablesen, aber auch rechnerisch nachweisen, daß sich die Kurve b durch Addition der Kurven a und c ergibt, d. h.

$$a_{34} - a_F = a_{14} + a_{31} \quad \text{oder} \quad a_{34} = a_F + (a_{14} + a_{31}).$$

In dem Sonderfall der Gabelschaltung [$\ddot{u} = 1$, $\Re_3 = \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}}\Re_1$, $\Re_4 = (1+\ddot{u})\Re_1$] ist $a_{31} = \frac{1}{2} \ln 2 = 0{,}347$ N (in der Praxis ist mit 0,4 N zu rechnen).

Für die Betriebsdämpfung a_{13} des Übertragungsweges von Klemmenpaar 1 nach Klemmenpaar 3 gilt ebenfalls Gl. (7) bzw. (8).

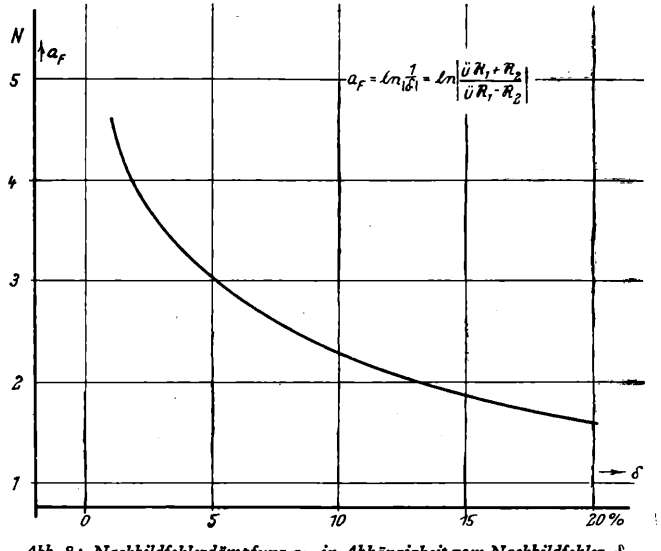


Abb. 8: Nachbildfehlerdämpfung a_F in Abhängigkeit vom Nachbildfehler δ

IV. Berechnung der Eingangswiderstände

a) Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_1$ am Klemmenpaar 1. Aus der Ersatzschaltung 1 erhält man die für die Ableitung des Eingangswiderstandes $\mathfrak{W}_1$ zugrunde zu legende schematische Darstellung nach Abb. 9. Aus ihr läßt sich unmittelbar ablesen:

$$\mathfrak{W}_1 = \frac{\left[\mathfrak{R}_2 + \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4\right] \cdot \left[\mathfrak{R}_3 - \frac{\ddot{u}}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_4\right]}{\left[\mathfrak{R}_2 + \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4\right] + \left[\mathfrak{R}_3 - \frac{\ddot{u}}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_4\right]} + \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4$$

Durch Umformen dieser Gleichung ergibt sich die folgende Beziehung

$$\boxed{\mathfrak{W}_1 = \frac{\mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_3 \cdot \mathfrak{R}_4 + \frac{1}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_4}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \frac{\ddot{u}^2}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_4}} \qquad (9)$$

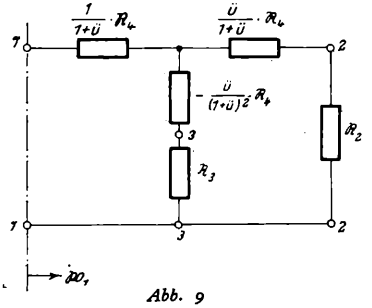


Abb. 9

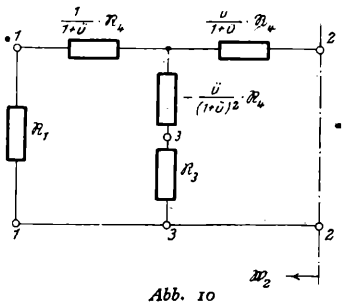


Abb. 10

b) Eingangswiderstand W_2 am Klemmenpaar 2. Für die Ableitung des Eingangswiderstandes $\mathfrak{W}_2$ gilt die schematische Darstellung nach Abb. 10, der ebenfalls die Ersatzschaltung 1 zugrunde liegt. Nach Abb. 10 ist

$$\mathfrak{W}_2 = \frac{\left[\mathfrak{R}_1 + \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4\right] \cdot \left[\mathfrak{R}_3 - \frac{\ddot{u}}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_4\right]}{\left[\mathfrak{R}_1 + \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4\right] + \left[\mathfrak{R}_3 - \frac{\ddot{u}}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_4\right]} + \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4$$

Daraus nach Umformung

$$\boxed{\mathfrak{W}_2 = \frac{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_3\mathfrak{R}_4 + \frac{\ddot{u}^2}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_4}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_3 + \frac{1}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_4}} \qquad (10)$$

c) Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_3$ am Klemmenpaar 3. Die schematische Darstellung für die Ableitung von $\mathfrak{W}_3$ zeigt Abb. 11. Diese ist auch aus der Ersatzschaltung 1 hergeleitet. Man erhält aus Abb. 11:

$$\mathfrak{W}_3 = \frac{\left[\mathfrak{R}_2 + \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4\right] \cdot \left[\mathfrak{R}_1 + \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4\right]}{\left[\mathfrak{R}_2 + \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4\right] + \left[\mathfrak{R}_1 + \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4\right]} - \frac{\ddot{u}}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_4$$

und nach Umformung

$$\boxed{\mathfrak{W}_3 = \frac{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \frac{1}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_4 + \frac{\ddot{u}^2}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_4}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_4}} \tag{11}$$

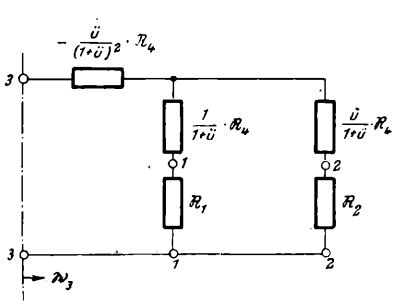


Abb. 11

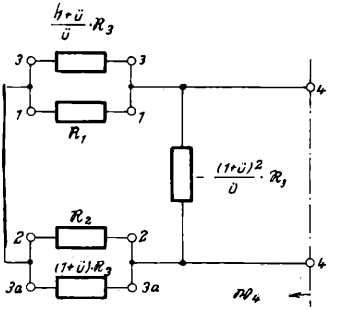


Abb. 12

d) Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_4$ am Klemmenpaar 4. Die Ersatzschaltung 1 ist für die Ableitung des Eingangswiderstandes $\mathfrak{W}_4$ nicht brauchbar, weil $\mathfrak{W}_4$ zwischen drei Klemmen auftritt. Aber aus der Ersatzschaltung 2 gelangt man zu der für die Ableitung von $\mathfrak{W}_4$ geeigneten schematischen Darstellung nach Abb. 12. Nach dieser Darstellung errechnet sich $\mathfrak{W}_4$ zu

$$\mathfrak{W}_4 = \frac{\left[\frac{\mathfrak{R}_1 \cdot \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1 + \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3} + \frac{\mathfrak{R}_2 \cdot (1+\ddot{u})\,\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2 + (1+\ddot{u})\,\mathfrak{R}_3}\right] \cdot \left[-\frac{(1+\ddot{u})^2}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3\right]}{\left[\frac{\mathfrak{R}_1 \cdot \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1 + \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3} + \frac{\mathfrak{R}_2 \cdot (1+\ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2 + (1+\ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_3}\right] + \left[-\frac{(1+\ddot{u})^2}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3\right]}$$

woraus sich schließlich nach Umformung folgende Beziehung ergibt

$$\boxed{\mathfrak{W}_4 = \frac{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3}{\frac{\ddot{u}^2}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_1 + \frac{1}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3}} \tag{12}$$

V. Berechnung der Abschlußwiderstände für den Fall der Widerstandsanpassung

Im Abschnitt IV sind die Gleichungen für die Eingangswiderstände $\mathfrak{W}_1$, $\mathfrak{W}_2$, $\mathfrak{W}_3$ und $\mathfrak{W}_4$ ermittelt worden. Sollen die Abschlußwiderstände $\mathfrak{R}_1$, $\mathfrak{R}_2$, $\mathfrak{R}_3$ und $\mathfrak{R}_4$ an diese Eingangswiderstände angepaßt sein, so müssen

$$\mathfrak{R}_1 = \mathfrak{W}_1, \quad \mathfrak{R}_2 = \mathfrak{W}_2, \quad \mathfrak{R}_3 = \mathfrak{W}_3 \text{ und } \mathfrak{R}_4 = \mathfrak{W}_4$$

sein, d. h.

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{\mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_4\left[\frac{1}{(1+\ddot{u})^2}\cdot\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3\right]}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \frac{\ddot{u}^2}{(1+\ddot{u})^2}\cdot\mathfrak{R}_4} \tag{13}$$

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_4\left[\frac{\ddot{u}^2}{(1+\ddot{u})^2}\cdot\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_3\right]}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_3 + \frac{1}{(1+\ddot{u})^2}\cdot\mathfrak{R}_4} \tag{14}$$

$$\mathfrak{R}_3 = \frac{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_4\left[\frac{\ddot{u}^2}{(1+\ddot{u})^2}\cdot\mathfrak{R}_1 + \frac{1}{(1+\ddot{u})^2}\cdot\mathfrak{R}_2\right]}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_4} \tag{15}$$

$$\mathfrak{R}_4 = \frac{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3(\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2)}{\frac{\ddot{u}^2}{(1+\ddot{u})^2}\cdot\mathfrak{R}_1 + \frac{1}{(1+\ddot{u})^2}\cdot\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3} \tag{16}$$

In den vorstehenden Gleichungen ist der gesuchte Abschlußwiderstand in Abhängigkeit von ü und von den drei übrigen Abschlußwiderständen angegeben. Um Gleichungen zu erhalten, in denen der gesuchte Abschlußwiderstand von ü und von nur einem der drei übrigen Abschlußwiderstände abhängig ist, kann man z. B. in folgender Weise vorgehen:

Mit $\mathfrak{R}_4$ nach Gl. (16) geht die Gl. (15) nach einigen Umformungen über in die Beziehung

$$\mathfrak{R}_3 = \sqrt{\frac{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2\left[\frac{\ddot{u}^2}{(1+\ddot{u})^2}\cdot\mathfrak{R}_1 + \frac{1}{(1+\ddot{u})^2}\cdot\mathfrak{R}_2\right]}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}} \tag{17}$$

Setzt man den vorstehend für $\mathfrak{R}_3$ erhaltenen Ausdruck in die Gl. (13) ein und außerdem für $\mathfrak{R}_4$ den Ausdruck nach Gl. (16), so ergibt sich nach mehreren Umformungen für

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{1}{\ddot{u}}\cdot\mathfrak{R}_2 \tag{18}$$

Damit wird nach Gl. (17)

$$\mathfrak{R}_3 = \frac{1}{1+\ddot{u}}\cdot\mathfrak{R}_2 \tag{19}$$

und mit $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_3$ nach Gl. (18) und (19) aus Gl. (16)

$$\mathfrak{R}_4 = \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}}\cdot\mathfrak{R}_2 \tag{20}$$

Aus Gl. (18) kann man ferner unmittelbar ablesen:

$$\mathfrak{R}_2 = \ddot{u}\cdot\mathfrak{R}_1 \tag{21}$$

Werden die Gl. (19) bzw. (20) durch die Gl. (18) dividiert, so ergeben sich für

$$\mathfrak{R}_3 = \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}}\cdot\mathfrak{R}_1 \tag{22}$$

$$\mathfrak{R}_4 = (1+\ddot{u})\cdot\mathfrak{R}_1 \tag{23}$$

Außerdem ist aus den Gl. (22), (19) unmittelbar abzulesen:

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3 \quad (24) \qquad \mathfrak{R}_2 = (1+\ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_3 \quad (25)$$

Durch Division der Gl. (23) durch die Gl. (22) erhält man

$$\mathfrak{R}_4 = \frac{(1+\ddot{u})^2}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3 \quad (26)$$

Schließlich können aus den Gl. (23), (20) und (26) wiederum unmittelbar abgelesen werden:

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4 \quad (27) \qquad \mathfrak{R}_2 = \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4 \quad (28) \qquad \mathfrak{R}_3 = \frac{\ddot{u}}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_4 \quad (29)$$

Die vorstehenden Ergebnisse sind in der folgenden Tafel zusammengestellt.

Tafel

Abschlußwiderstände bei Widerstandsanpassung

$\underline{\mathfrak{R}_1} = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_2$	$\underline{\mathfrak{R}_2} = \ddot{u} \cdot \mathfrak{R}_1$	$\underline{\mathfrak{R}_3} = \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_1$	$\underline{\mathfrak{R}_4} = (1+\ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_1$
$= \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3$	$= (1+\ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_3$	$= \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_2$	$= \frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_2$
$= \frac{1}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4$	$= \frac{\ddot{u}}{1+\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_4$	$= \frac{\ddot{u}}{(1+\ddot{u})^2} \cdot \mathfrak{R}_4$	$= \frac{(1+\ddot{u})^2}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_3$

VI. Praktische Beispiele

a) Die Gabelschaltung. Abb. 13 zeigt den Aufbau einer praktisch benutzten Gabelschaltung. Im allgemeinen sind angeschlossen: Am Klemmenpaar 1 die Zweidrahtleitung, am Klemmenpaar 2 die Nachbildung, an den Klemmenpaaren 3 und 4 der Vierdrahtweg mit „Empfangs-" und „Sendeverstärker". $\mathfrak{R}_1$ ist dann der Eingangswiderstand der Zweidrahtleitung, $\mathfrak{R}_2$ der Wechselstromwiderstand der Nachbildung, $\ddot{u}''^2 \cdot \mathfrak{R}_3$ der Ausgangswiderstand des Empfangsverstärkers, $\ddot{u}'^2 \cdot \mathfrak{R}_4$ der Eingangswiderstand des Sendeverstärkers.

An die Gabelschaltung sind folgende Forderungen gestellt worden:

1. Gleiche und möglichst geringe Dämpfungen zwischen den Klemmenpaaren 1 bis 4 und 3 bis 1.
2. Möglichst hohe Dämpfung zwischen Klemmenpaar 3 bis 4.

Die 1. Forderung ist erfüllt, wenn die Windungszahlen der beiden Teile der Primärwicklung des Differentialübertragers gleich groß sind ($\ddot{u} = \frac{W\,2}{W\,1} = 1$) und wenn alle Übertrager unendlich hohe Induktivität, keine Streuung, Eigenkapazität und Verluste haben.

Die 2. Forderung ist bei vollkommener Symmetrie des Differentialübertragers erfüllt für $\mathfrak{R}_1 = \mathfrak{R}_2$ (ideale Nachbildung). $\ddot{u}''^2 \cdot \mathfrak{R}_3$ und $\ddot{u}'^2 \cdot \mathfrak{R}_4$ können an sich beliebig gewählt werden; praktisch macht man meist $\ddot{u}''^2 \cdot \mathfrak{R}_3 \approx \ddot{u}'^2 \cdot \mathfrak{R}_4 \approx \mathfrak{R}_1$. Aus Gründen der Leistungsübertragung (Anpassung) verwendet man dann Übertrager mit den Widerstandsübersetzungsverhältnissen $\ddot{u}''^2 = 2:1$ und $\ddot{u}'^2 = 1:2$. Haben $\ddot{u}''^2 \cdot \mathfrak{R}_3$ und $\ddot{u}'^2 \cdot \mathfrak{R}_4$ wesentlich andere Werte als $\mathfrak{R}_1$,

so müssen auch die Übersetzungsverhältnisse $\ddot{u}''^2$ und $\ddot{u}'^2$ anders gewählt werden. Gemäß den Ausführungen unter III hat man mit folgenden Betriebsdämpfungen zu rechnen:

$$a_{14} = a_{34} \approx 0{,}4\ \mathrm{N},$$

$$a_{34} = \ln \left| \frac{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 - \mathfrak{R}_2} \right| + 0{,}8 = a_F + 0{,}8\ \mathrm{N}.$$

Stimmen $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ sehr genau überein, so ist a_F gegeben durch die Symmetriedämpfung a_{Sym} der Differentialübertragerwicklungen W 1 und W 2. Man fordert im allgemeinen für

$$a_{Sym} = 6{,}2\ \mathrm{N}.$$

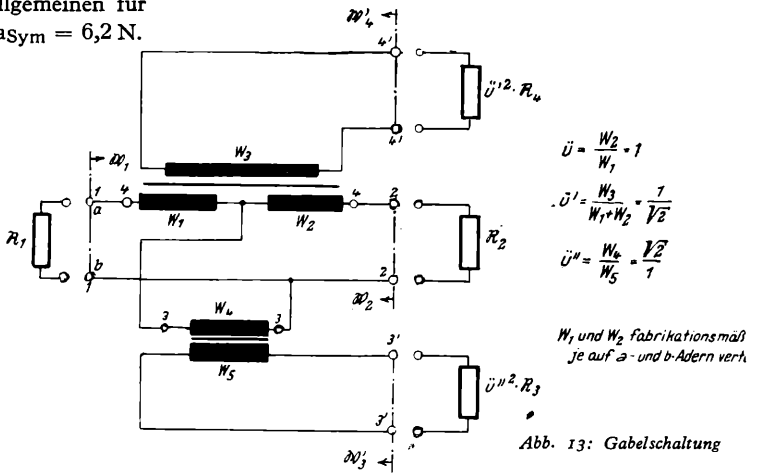


Abb. 13: Gabelschaltung

Die Eingangswiderstände $\mathfrak{W}_1$, $\mathfrak{W}_2$, $\mathfrak{W}'_3$ und $\mathfrak{W}'_4$ sollen möglichst $600 < 0^0$ betragen. Die zulässigen Abweichungen hiervon sind je nach der Art des Verwendungszweckes verschieden groß.

b) Der Eingangsbrückenübertrager des Tonwahlempfängers und der Einspeiseübertrager des Tonwahlsenders. Auf Abb. 14 ist eine Schaltanordnung für Tonfrequenzwahl (3000 Hz) dargestellt. Diese enthält u. a. drei Differentialübertrager (in der Abb. in dicken Strichen), und zwar die unter a) bereits beschriebene Gabelschaltung (G), den Eingangsübertrager des Tonwahlempfängers (Ü 1) und den Einspeiseübertrager des Tonwahlsenders (Ü 2). Auf die beiden letzteren (Ü 1 und Ü 2) soll hier näher eingegangen werden. Die Klemmenpaare 1, 2, 3 und 4′ stimmen mit den Klemmenpaaren des Netzwerkes in Abb. 1 überein, und zwar sind wirksam

am Klemmenpaar 1

von Ü 1: der Scheinwiderstand $\mathfrak{R}_1$ am Ausgang der TF-Endeinrichtung,

von Ü 2: der Scheinwiderstand $\mathfrak{R}_1$, der aus dem Kennwiderstand der Verlängerungsleitung VL 2 und dem Scheinwiderstand am Eingang der TF-Endeinrichtung resultiert,

am Klemmenpaar 2

von Ü 1 und Ü 2: die Widerstände $\mathfrak{R}_2$ der Nachbildungen N,

am Klemmenpaar 3

von Ü 1: der Scheinwiderstand $\mathfrak{R}_3$, der aus den Kennwiderständen der Verlängerungsleitungen VL 1 / VL 3, den Scheinwiderständen der Kondensatoren, des Sperrübertragers und der abschließenden Gabelschaltung resultiert,

von Ü 2: der Scheinwiderstand $\mathfrak{R}_3$, der aus dem Kennwiderstand der Verlängerungsleitung VL 4, den Scheinwiderständen der Kondensatoren und der abschließenden Gabelschaltung resultiert,

am Klemmenpaar 4'
von Ü 1: der Widerstand $\ddot{u}'^2 \cdot \mathfrak{R}_4$ des Gitterkreises der Röhre,
von Ü 2: der Widerstand $\ddot{u}'^2 \cdot \mathfrak{R}_4$ des 3000-Hz-Generator-Stromkreises.

An den Eingangsübertrager Ü 1 und den Einspeiseübertrager Ü 2 müssen folgende Forderungen gestellt werden:

1. Vernachlässigbar kleine Dämpfung zwischen den Klemmpaaren 3 bis 1, d. h. der Leistungsverlust, der durch Einfügen des Tonwahlempfängers und des Tonwahlsenders in die Übertragungswege eintritt — der Einfügungsverlust — soll sehr klein sein.

2. Möglichst hohe Dämpfung zwischen den Klemmpaaren 3 bis 4, um eine Beeinflussung des Tonwahlempfängers vom nahen Ende der Leitung her zu verhindern bzw. um die 3000-Hz-Spannung des Tonwahlsenders nur in der Vorwärtsrichtung wirken zu lassen.

Die erste Forderung ist erfüllt bei hohem Windungsverhältnis der beiden Teile der Primärwicklung des Differentialübertragers (z. B. nach Abb. 6, Kurve c: $\ddot{u} = \frac{W\,2}{W\,1} \geq 15$) und bei Verwendung von Übertragern ohne Streuung, Eigenkapazität und Verluste sowie unendlich hoher Induktivität.

Die zweite Forderung ist bei vollkommener Symmetrie des Differentialübertragers erfüllt für $\mathfrak{R}_1 = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \mathfrak{R}_2$ (ideale Nachbildung). $\mathfrak{R}_3$ und $\ddot{u}'^2 \cdot \mathfrak{R}_4$ müssen als veränderlich angenommen werden. Hierfür zwei Beispiele:

a) Der Abschlußwiderstand $\mathfrak{R}_3$ des Tonwahlempfängers beträgt rd. 600 Ohm (Kennwiderstand der VL 1 / VL 3), solange der für abschnittsweise Wahl vorgesehene Sperrübertrager nicht wirksam ist. Dagegen ist bei wirksamem Sperrübertrager die VL 1 hochohmig abgeschlossen, d. h. $\mathfrak{R}_3$ ist bei den in Frage kommenden kleinen Dämpfungswerten der VL 1 wesentlich größer als 600 Ohm, z. B. 2060 Ohm, wenn $a_{VL1} = 0{,}3$ N.

b) Beim Tonwahlsender ist $\ddot{u}'^2 \cdot \mathfrak{R}_4$ gleich null Ohm, solange keine Zeichen ausgesandt werden (Wicklung W 3 des Differentialübertragers kurzgeschlossen). Während der Zeichengabe beträgt $\ddot{u}'^2 \cdot \mathfrak{R}_4$ dagegen rd. 400 Ohm.

Es sind daher die Gabeldämpfungen a_{14}, a_{31}, a_{34} sowie der besonders interessierende Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_1$ (Pegelpunkt) für verschieden große Abschlußwiderstände $\mathfrak{R}_3$ und $\mathfrak{R}_4$ und unter Annahme bestimmter Nachbildfehler δ ermittelt worden. Der Berechnung wurden die unter III und IV angegebenen Gleichungen zugrunde gelegt. Der Vollständigkeit halber sind zunächst in Abb. 15 aufgetragen die Gabeldämpfungen in Abhängigkeit vom Nachbildfehler δ bei Widerstandsanpassung von $\mathfrak{R}_3$ und $\mathfrak{R}_4$ an $\mathfrak{R}_1$. Man sieht, daß a_{14} und a_{31} von der Güte der Nachbildung vollkommen unabhängig sind (zu vgl. auch unter III a und c). In den folgenden Abbildungen ist dann angenommen, daß $\mathfrak{R}_3$ und $\mathfrak{R}_4$ nicht an $\mathfrak{R}_1$ angepaßt sind, und zwar zeigt Abb. 16 die Gabeldämpfung a_{14} in Abhängigkeit von der Größe des Abschlußwiderstandes $\mathfrak{R}_4$ bei idealer Nachbildung ($\mathfrak{R}_2 = \ddot{u} \cdot \mathfrak{R}_1$); für $\mathfrak{R}_3$ wurden, den tatsächlichen Verhältnissen entsprechend, 600 Ohm zugrunde gelegt. Man erkennt, daß der Mindestwert der Gabeldämpfung a_{14} bei Widerstandsanpassung auftritt, d. h. wenn $\mathfrak{R}_4 = (1 + \ddot{u}) \cdot \mathfrak{R}_1$ ist. Die Gabeldämpfung a_{31} ist nach Abb. 16 a unabhängig von der Größe des Abschlußwiderstandes $\mathfrak{R}_4$; a_{34} muß bei idealer Nachbildung unendlich groß sein. In den Abb. 17, 17 a und 17 b sind die Gabeldämpfungen a_{14}, a_{31} und a_{34} in Abhängigkeit vom Nachbildfehler δ dargestellt, $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_3$ sind zu 600 Ohm angenommen, $\mathfrak{R}_4$ zu 1 Ohm (Abb. 17), 1 Kiloohm (Abb. 17 a) und 1 Megohm (Abb. 17 b). Aus den drei Abbildungen sieht man, daß auch die Gabeldämp-

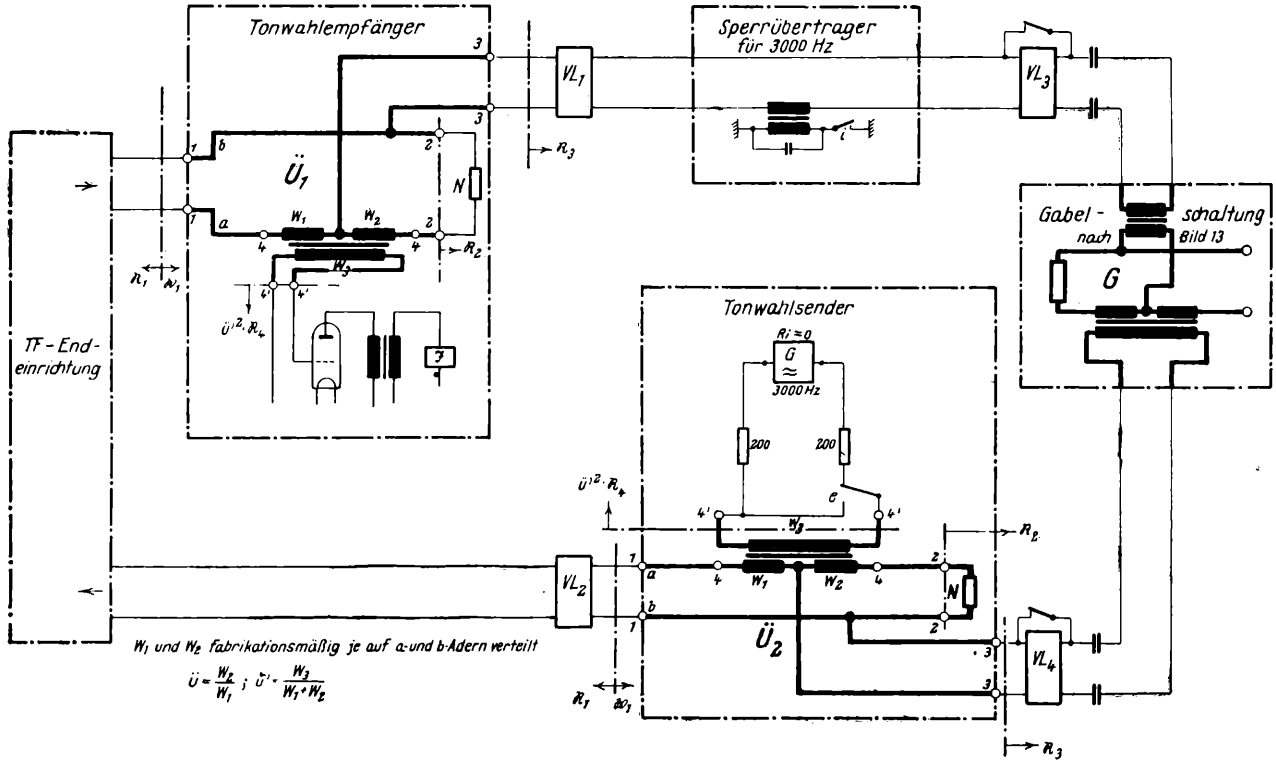


Abb. 14: Schaltanordnung für Tonfrequenzwahl (3000 Hz)

fungen a_{14} und a_{31} bei fehlender Widerstandsanpassung von der Größe des Nachbildwiderstandes $\mathfrak{R}_3$ abhängig sind. Auf Abb. 17b ist noch gezeigt, mit welchen Dämpfungswerten für a_{14} man zu rechnen hat, wenn $\mathfrak{R}_3$ nicht 600 Ohm, sondern 2000 Ohm beträgt (Sperrübertrager hinter Tonwahlempfänger wirksam).

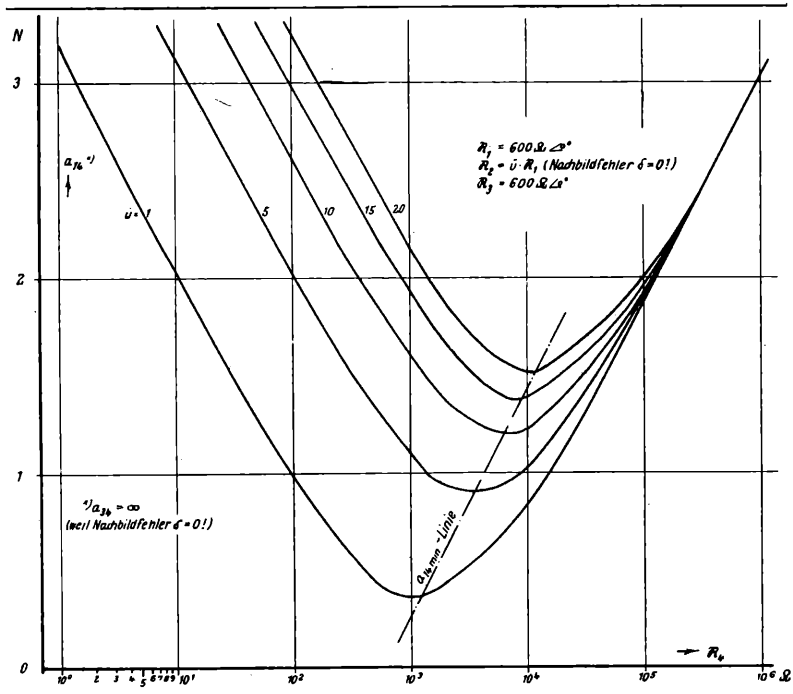


Abb. 16: Gabeldämpfung a_{14} in Abhängigkeit vom Abschlußwiderstand $\mathfrak{R}_4$

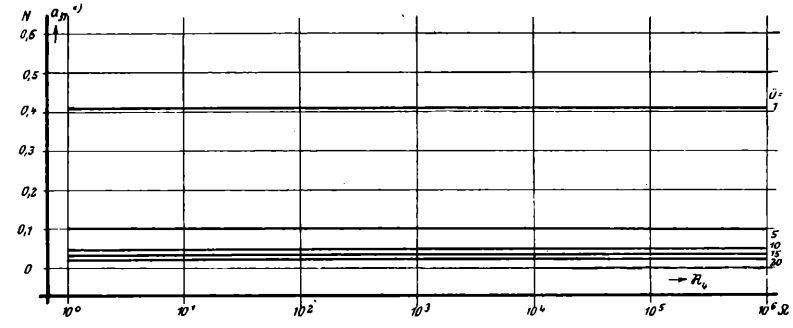
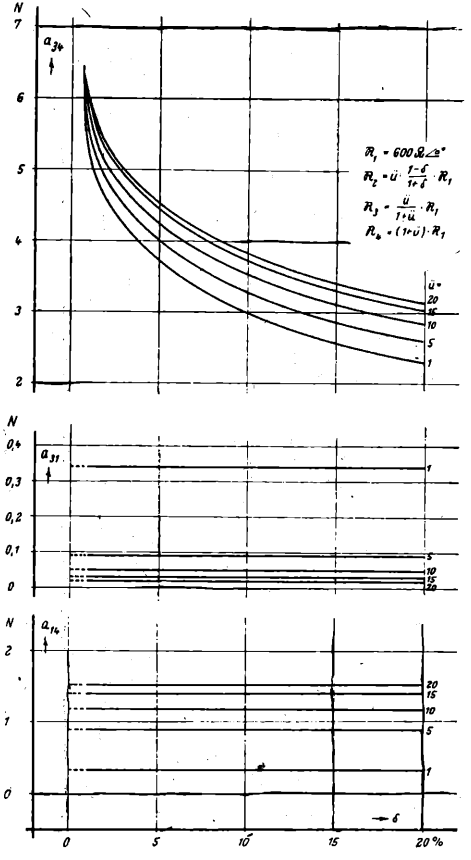
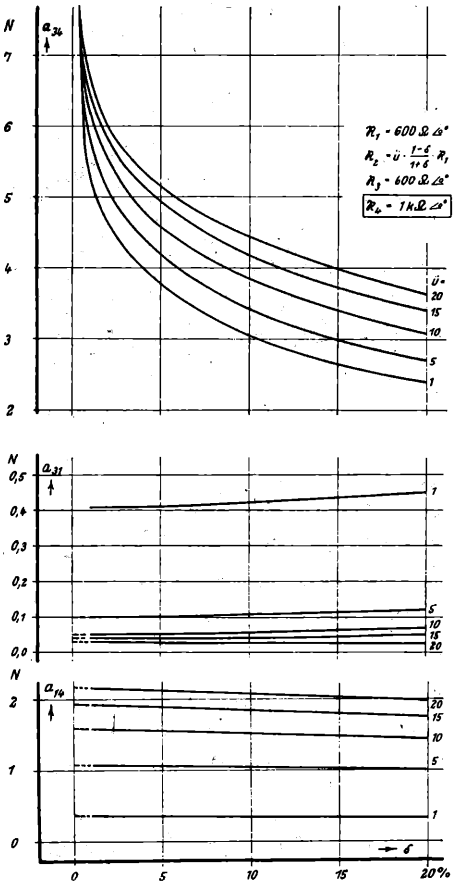


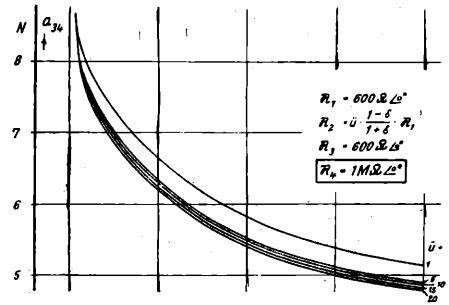
Abb. 16a: Gabeldämpfung a_{31} in Abhängigkeit vom Abschlußwiderstand $\mathfrak{R}_4$

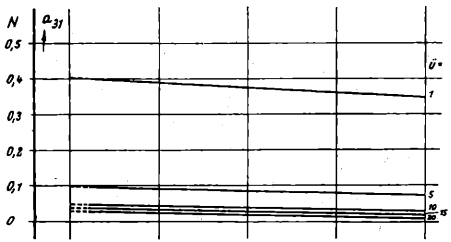


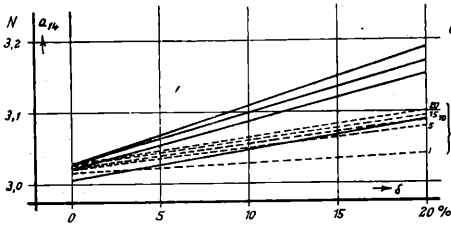
Links: Abb. 15
Gabeldämpfungen in Abhängigkeit vom Nachbildfehler δ (Widerstandsanpassung von $\mathfrak{R}_3$ und $\mathfrak{R}_4$ an $\mathfrak{R}_1$)

Rechts: Abb. 17a
Gabeldämpfungen in Abhängigkeit vom Nachbildfehler δ (keine Widerstandsanpassung von $\mathfrak{R}_3$ und $\mathfrak{R}_4$ an $\mathfrak{R}_1$)





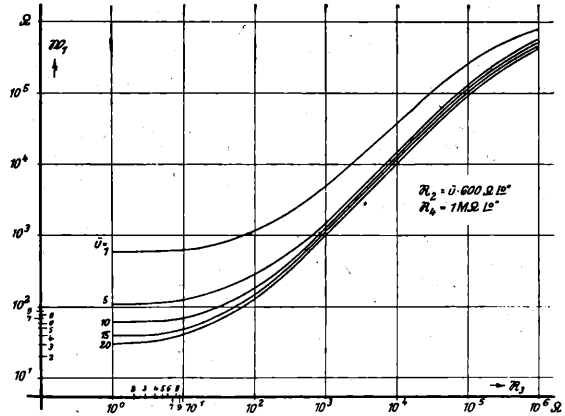


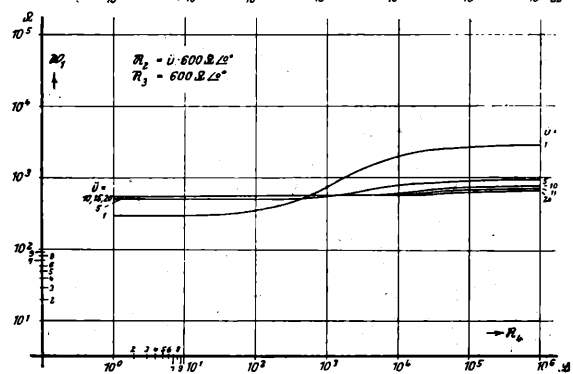


Rechts: Abb. 18
$\mathfrak{B}_1$ *in Abhängigkeit von* $\mathfrak{R}_3$

Rechts: Abb. 18a
$\mathfrak{B}_1$ *in Abhängigkeit von* $\mathfrak{R}_4$

Links: Abb. 17b
Gabeldämpfungen in Abhängigkeit vom Nachbildfehler δ
(keine Widerstandsanpassung von $\mathfrak{R}_3$ *und* $\mathfrak{R}_4$ *an* $\mathfrak{R}_1$*)*





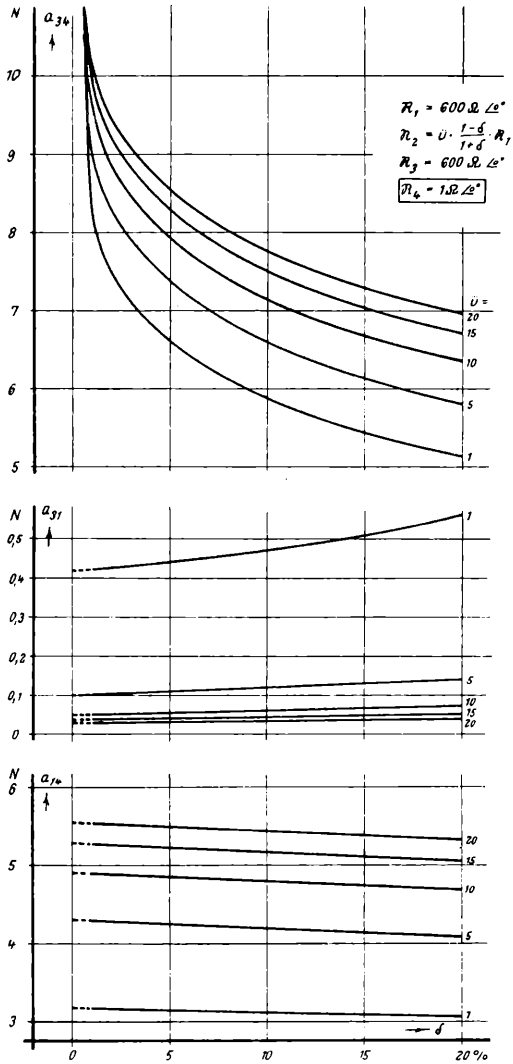


Abb. 17
Gabeldämpfungen in Abhängigkeit vom Nachbildfehler δ (keine Widerstandsanpassung von $\mathfrak{R}_3$ und $\mathfrak{R}_4$ an $\mathfrak{R}_1$)

Die Abb. 18 und 18 a zeigen schließlich den Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_1$ der Übertrager Ü 1 oder Ü 2 (vgl. Abb. 14) in Abhängigkeit von der Größe der Abschlußwiderstände $\mathfrak{R}_3$ und $\mathfrak{R}_4$. Danach geht $\mathfrak{R}_3$ stark, $\mathfrak{R}_4$ nicht wesentlich in den Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_1$ ein, wenn man die Kurve für das Windungsverhältnis ü = 1 auf Abb. 18 a in die Betrachtung nicht einbezieht. Da im Betriebe überdem Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_1$ des Tonwahlempfängers gepegelt wird, ist es daher wichtig, daß $\mathfrak{R}_3$ während des Pegelns sich nicht verändert; es muß also dafür gesorgt werden, daß der Sperrübertrager für die Zeit der Messung unwirksam bleibt.

Schrifttum:

J. Wallot: *Einführung in die Theorie der Schwachstromtechnik, Verlag Julius Springer, 1932, S. 160.*

G. Kamphausen: *Zwei einfache Ersatzschaltbilder zur Berechnung von Netzwerken mit Differentialübertragern unter besonderer Berücksichtigung der Gabelschaltung, TFT Bd. 28 H. 6 1939.*

(22 045)

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über die Größe des „weitschweifigen" Anteils in der Sprache und seine Bedeutung für den Fernsprechweitverkehr

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

Von **W. Endres**, Darmstadt

Mit 7 Bildern

DK 621.391

An Hand von visible speech-Diagrammen wird festgestellt, daß bei englischer Sprache unter bestimmten Bedingungen der weitschweifige Anteil (Redundance) etwa die Hälfte der Zeit ausmacht, die zur Übertragung eines gesprochenen Textes benötigt wird. Durch geeignete Verfahren zur Einengung des Sprachfrequenzbandes müßte es möglich sein, ohne Verlust an Informationsinhalt ein Kompressionsverhältnis von 2 : 1 zu erreichen, wenn von dem Charakter der Weitschweifigkeit der Sprache allein Gebrauch gemacht wird.

Visible speech diagrams show that the redundant part in the English language may, under certain conditions, extend to one half of the time which is required for the transmission of a spoken text. The application of a suitable method for the restriction of the speech frequency band should allow a compression ratio of 2 : 1 without loss of information, when the character of the redundance in the speech alone is considered.

Au moyen de diagrammes de «visible speech» on constate que, sous certaines conditions, dans la langue anglaise, la redondance remplit environ la moitié de la durée requise à la transmission d'un texte parlé. L'application d'une méthode utile pour le rétrécissement de la bande de fréquence vocale devrait laisser réaliser, sans perte du sens des informations, un rapport de compression de 2 : 1, si seulement le caractère de la redondance de la langue est pris en considération.

Einleitung und Aufgabenstellung

Zur Übertragung von Sprache über Kabel oder Richtfunkverbindungen im Fernsprechverkehr genügt es bekanntlich, das zwischen etwa 50 und 10 000 Hz liegende Sprachfrequenzband auf eine Breite von 300 bis 3000 Hz zu reduzieren, wenn man sich am Empfangsort mit einer Silbenverständlichkeit von 85 % und einer Satzverständlichkeit von 98 % zufrieden gibt. Diese Bandbreite reicht im allgemeinen aus, um die charakteristischen Eigenheiten erkennen zu können, die der Sprache jedes Sprechers eigen sind. Mit einer weiteren Einengung des Sprachfrequenzbandes durch engere Bandfilter nehmen die Satz- und Silbenverständlichkeitswerte nach annähernd quadratischem Gesetz ab, und zwar selbst dann, wenn die Bandgrenzen symmetrisch beiderseits des oder der frequenzmäßigen Schwerpunkte des Sprachspektrums liegen [1]. In dem Bestreben, die zur Verfügung stehende Bandbreite eines Übertragungskanals dadurch wirksamer auszunutzen, daß man nur für den Übertragungsweg das vom Sender gelieferte Sprachspektrum umformt und komprimiert und am Empfänger wieder auf die ursprüngliche Breite dehnt, sind zahlreiche Verfahren angegeben worden [2, 3, 4], die, soweit sie erprobt wurden, ausnahmslos unbefriedigende Ergebnisse lieferten. Die Silben- und Satzverständlichkeitszahlen werden naturgemäß um so kleiner, je größer das Verhältnis K (der vom Sender gelieferten Bandbreite zur übertragenen) ist, und zwar deshalb, weil mit wachsendem K die Zahl der störenden oder nicht richtig regenerierten Frequenzen zunimmt, die schließlich bei großem K zur völligen Unverständlichkeit der übertragenen Sprache führen. Daneben wird aber besonders unangenehm empfunden, daß der Klangcharakter der Sprache des Sprechers völlig verlorengeht, wenn auch das gewählte Kompressionsverhältnis und das benutzte Verfahren von gewissem Einfluß sind. *F. Strecker* hat bereits in einer im Jahre 1935 veröffentlichten Arbeit [1] die Behauptung aufgestellt, daß „keine große Wahrscheinlichkeit besteht, mit den bisher vorgeschlagenen Mitteln (Kompressionsverfahren) den durch ein Frequenzband bestimmter Breite hindurchzubringenden Nachrichtenfluß über den Wert zu steigern, den man bei dem üblichen Verfahren der einfachen Frequenzbandbegrenzung (Einengung durch Filter) erreichen kann". Die Gültigkeit dieses Satzes dürfte nach neueren Untersuchungen in Frage gestellt sein.

Um den Klangcharakter in der Sprache des Sprechers erhalten zu können, ist es naheliegend, bestimmte Charakteristika der Sprache, z. B. die durch die Grundschwingungen (pitch) der Stimmbänder erzeugte Melodiekurve [5] bei der Durchführung von Versuchen zur Einengung des Sprachfrequenzbandes zu berücksichtigen. Ein weiterer, von *F. A. Fischer* [6] stammender Vorschlag beruht darauf, folgende Eigenschaft der Sprache auszunutzen:

Aus oszillographischen Aufnahmen ist bekannt, daß eine Anzahl von Lauten innerhalb eines gesprochenen Textes eine längere Zeit in Anspruch nimmt, als zu ihrer unmittelbaren Erkenntnis unbedingt notwendig ist. Diese mit dem Namen „Weitschweifigkeit" (redundancy) bezeichnete Erscheinung spielt in der modernen Theorie der Nachrichtenübertragung (*Shannon*-Theorie) [7] eine große Rolle. Von länger gesprochenen Lauten könnten die weitschweifigen Bruchteile bei der Übertragung fortgelassen und bei Kenntnis der herrschenden statistischen Gesetzmäßigkeiten später wieder ergänzt werden. Nach dem Vorschlag von *F. A. Fischer* könnte man die Zeit, die diese „weitschweifigen" Bruchteile der verschiedenen Laute einnehmen, zur Übertragung der Restbeträge der Sprachlaute, also zur Erniedrigung ihres Frequenzbandes benutzen und dadurch zu einer von der Sprache gesteuerten Methode zur Sprachfrequenzbandkompression beitragen. Es soll nun versucht werden, die weitschweifigen Anteile der Sprache zahlenmäßig zu bestimmen.

Untersuchungen über die Größe der „Weitschweifigkeit"

Das unter dem Namen „visible speech" bekanntgewordene Verfahren, ein gesprochenes Wort unmittelbar nach Verlassen des Mundes des Sprechers sichtbar und lesbar zu machen, beruht darauf, daß der Teil des zwischen 50 und 4500 Hz liegenden Sprachspektrums in etwa zwölf einzelne Teilbänder aufgeteilt wird und die

Zeitfrequenzspektren dieser Teilkanäle als übereinanderliegende, mehr oder weniger leuchtende Flächen aufgezeichnet werden. Jedem stimmhaften und stimmlosen Laut kann man nach diesem Verfahren ein charakteristisches Bild zuordnen. Diese Diagramme sind in besonderer Weise dazu geeignet, Untersuchungen über die Weitschweifigkeit anzustellen, die sich darin ausdrückt, daß bestimmte Laute über bestimmte Zeitabschnitte in *sämtlichen* Kanälen ein in Amplitude und Frequenz annähernd konstantes Zeitfrequenzspektrum besitzen.

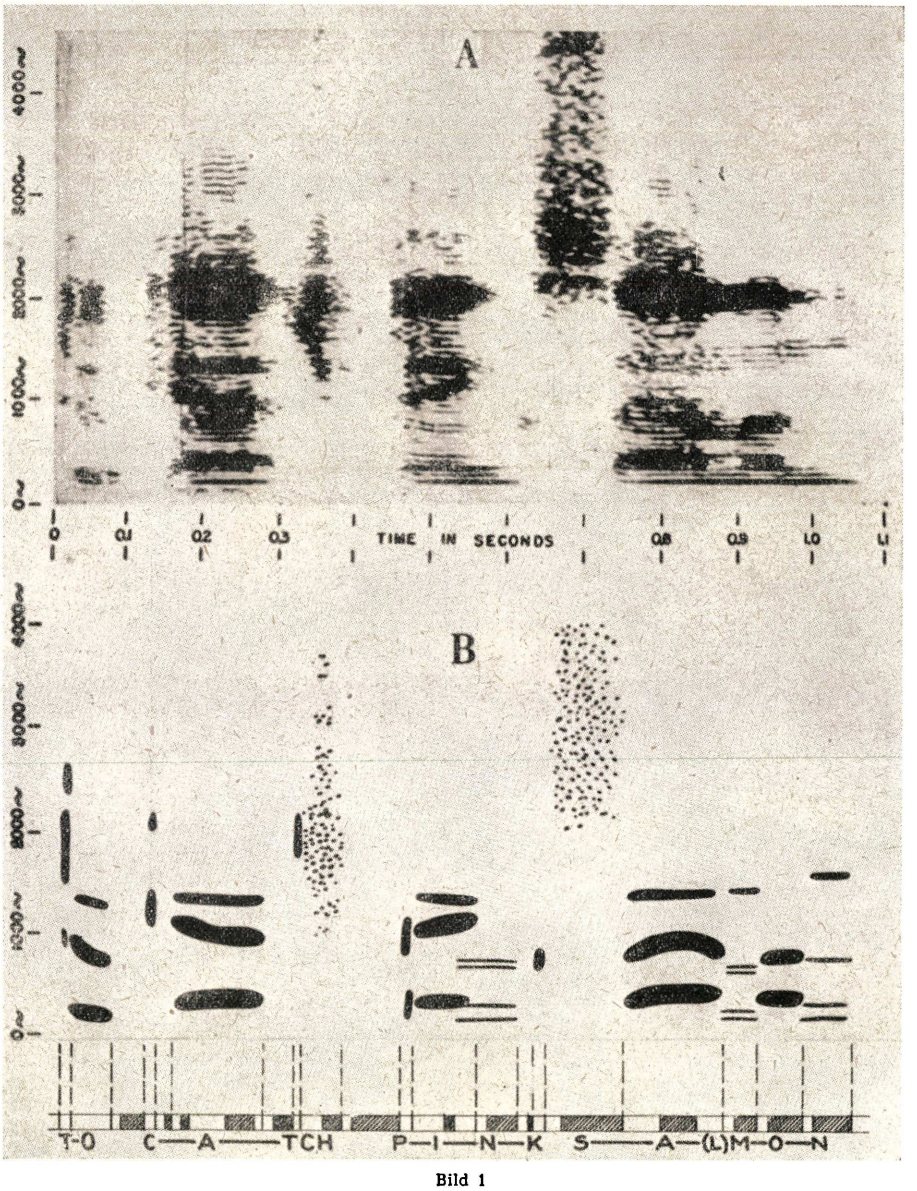


Bild 1
A: Schall-Spektrogramm eines Satzes in englischer Sprache (visible speech)
B: Vereinfachte Darstellung von A mit Eintragungen über weitschweifige und nicht weitschweifige Anteile, der unter [8] zitierten Arbeit entnommen

In einer von *Cooper, Delattre, Liberman, Borst* und *Gerstman* gemeinsam veröffentlichten Arbeit [8] sind die Worte *to catch pink salmon* als „visible speech"-Diagramm abgebildet worden (Bild 1 A). Da in den einzelnen Sprachlauten bestimmte Frequenzbänder in charakteristischer Weise bevorzugt werden, ist von den Verfassern der Versuch unternommen worden, von Hand aus ein in seinem Aufbau vereinfachtes und übersichtlicheres Diagramm zu zeichnen (Bild 1 B). Dieses vereinfachte Bild soll ebenso wie das Originaldiagramm im Rückspielvorgang eine gute Verständlichkeit der Sprache gegeben haben. Der als Text gesprochene Ausdruck umfaßte fünf Silben, die in einer Zeit von 1,1 s gesprochen worden sind. Danach betrug die Silbenfrequenz etwa 5 Hz, was besagt, daß die Versuchsperson zwar langsam, aber durchaus normal gesprochen haben muß (die Silbenfrequenz liegt bei deutscher und englischer Unterhaltungssprache zwischen 5 und 8 Hz). Somit kann man dem Diagramm entnehmen, daß die einzelnen, im gesprochenen Text vorkommenden Laute folgende zeitliche Länge hatten:

Zwischen bestimmten Worten und Lauten lagen ferner Sprechpausen von 20 bis 74 ms, in denen sich die Mund- und Rachenorgane von einem Laut zum nächsten umstellen mußten.

Aus der Tafel ersieht man, daß die Explosivlaute von allen Lauten beim Sprechen die kürzeste Zeit benötigen. Von einer Weitschweifigkeit kann hierbei also nicht gesprochen werden. Dagegen zeichnen sich die Laute A in „CATCH" und „SALMON", CH in „CATCH", M und N in „PINK" und „SALMON" und vor allem das S in „SALMON", sowie die Pausen dadurch aus, daß in ihnen die spektrale Verteilung über Zeitabschnitte von 44 bis 125 ms Dauer annähernd konstant blieb.

Explosivlaute	Reibelaute und Zischlaute	stimmhafte Vokale (Liquidae)	Vokale
T = 10 ms	S = 100 ms	M = 44 ms	O (= $\bar{u}$) = 54 ms
P = 16 ms	CH (= Sch) = 55 ms	N (Endlaut) = 64 ms	A (= $\breve{a}$) = 125 ms
K = 13 ms		N (Mittell.) = 55 ms	I (= $\breve{i}$) = 80 ms
C = 14 ms			O (= $\breve{o}$) = 60 ms

Für die Erkennung eines gesprochenen Textes ist es von besonderer Bedeutung, daß die Explosivlaute richtig und vollständig wiedergegeben werden. Es erscheint daher als sinnvoll, die zeitliche Länge, die ein solcher Konsonant beim Sprechen benötigt, auch als Mindestmaß für die Wiedergabe eines Lautes mit weitschweifigem Anteil oder für die Wiedergabe einer Pause anzusetzen. Wie aus der schematischen Zeichnung (Bild 2) hervorgeht, kann man im allgemeinen

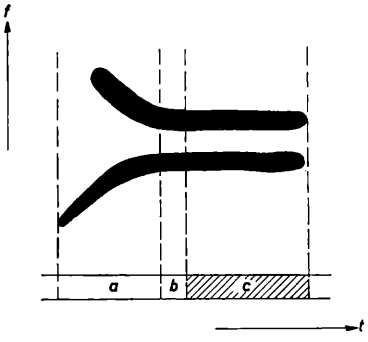


Bild 2. Schematisches Schall-Spektrogramm eines Sprachlautes.
a = Zeitabschnitt mit veränderlichem Zeitfrequenzspektrum;
c = Zeitabschnitt mit konstantem Zeitfrequenzspektrum;
b = Zeitabschnitt mit konstantem Zeitfrequenzspektrum, das zur Rekonstruktion von c mit übertragen werden muß

die Gesamtzeit, die der Sprechvorgang eines Lautes in Anspruch nimmt, in drei einzelne Zeitabschnitte einteilen: In den Abschnitt a, in dem sich das Zeitfrequenzspektrum des Lautes ändert, und in die beiden Zeitabschnitte b und c, in denen das Zeitfrequenzspektrum des Lautes annähernd konstant bleibt und die den weitschweifigen Anteil darstellen. Soll die Nachricht, die durch den Laut repräsentiert wird, übertragen werden, so ist es hiernach nur erforderlich, den Übertragungsweg in der Zeit a + b zu belegen, wenn es gelingt, am Empfänger für die Zeit b + c ein Zeitfrequenzspektrum aufzubauen, das mit dem im Zeitabschnitt b vorhandenen übereinstimmt. (b = Zeitdauer zur Wiedergabe eines Explosivlautes.) Im Zeitabschnitt c braucht also keine Übertragung zu erfolgen (schraffiert gezeichnet). Nach diesem Verfahren ist unter Bild 1 B ein aus schraffierten und nicht schraffierten Rechtecken gebildetes Schema gezeichnet worden. Die vertikalen, gestrichelten Linien zeigen außerdem Anfang und Ende der einzelnen Laute und Pausen an. Addiert man getrennt alle schraffierten und alle nicht schraffierten Zeitabschnitte, so findet man, daß in dem betrachteten Beispiel der weitschweifige (schraffierte) Anteil etwa ebenso groß ist wie der zu übertragende (weiße). Wenn man nun zeichnerisch das nur aus unschraffierten Zeitabschnitten aufgebaute Bild dadurch ergänzt, daß man bei jedem verstümmelten Laut gemäß Bild 2 den einzelnen verschieden langen Zeitelementen c das gleiche Zeitfrequenzspektrum zuordnet wie den vorhergehenden Zeitelementen b, so sieht man, daß das Zeitfrequenzspektrum des gesamten regenerierten Textes (Bild 3) nur unwesentliche, durch eingezeichnete Pfeile angedeutete Änderungen gegenüber dem Bezugsspektrum von Bild 1 B aufweist.

Um dem Einwand begegnen zu können, das so gewonnene Ergebnis sei recht unsicher, weil es an einem vereinfachten und schematisierten visible speech-Diagramm gewonnen worden ist, wurde an einem weiteren

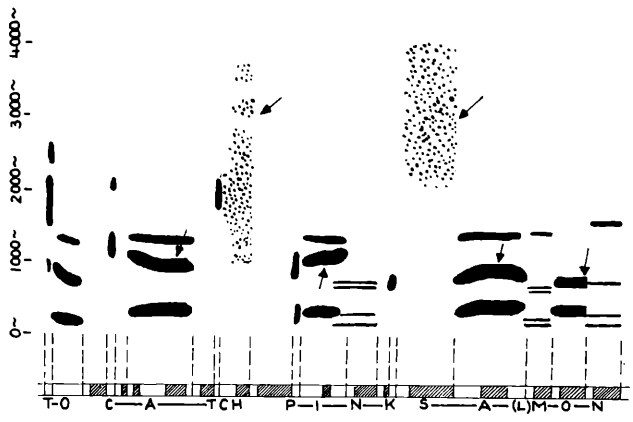


Bild 3. Rekonstruktion des vereinfachten Schall-Spektrogramms von Bild 1 B

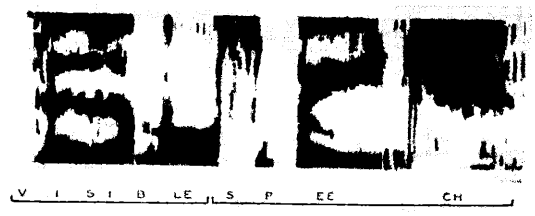


Bild 4. Schall-Spektrogramm der Worte „Visible Speech", dem gleichnamigen Buche von *Potter, Kopp* und *Green* entnommen

visible speech-Diagramm eine zweite, andersartige Untersuchung ausgeführt.

In Bild 4 ist das Originaldiagramm der beiden Worte *visible speech* aus dem gleichnamigen Buche von *Potter, Kopp* und *Green* [9] abgebildet. Fertigt man von einem solchen Diagramm ein photographisches Positiv und Negativ an und bringt beide Platten zur Deckung, so erscheint in der Durchsicht das Bild gleichmäßig konturlos grau, sofern die Schwärzungen beider Platten zueinander komplementär sind. Verschiebt man aber das Positiv gegenüber dem Negativ in „Zeit"richtung um eine bestimmte Strecke Δt, so wird ein aus hellen und dunklen Flächenelementen bestehendes Muster sichtbar. Je größer die Verschiebung Δt gewählt wird, um so mehr nehmen die dunklen Flächenelemente in ihrer Größe zugunsten der hellen Flächenelemente ab.

Da der weitschweifige Anteil eines Sprachlautes in einem visible speech-Diagramm dadurch gekennzeichnet ist, daß in einem Zeitabschnitt l das Zeitfrequenzspektrum in *allen* Teilkanälen konstant bleibt, kommt bei einer Verschiebung der Platten um Δt der Bruchteil Δt des weitschweifigen Anteils auf dem Positiv nicht mit dem Negativ zur Deckung. Er erscheint in der Durchsicht als hell gemusterter Streifen, während der restliche Abschnitt $(l - \Delta t)$ dunkel bleibt. Einer Verschiebung um Δt entspricht also genau die obige Forderung, daß von einem weitschweifigen Sprachabschnitt nur das Zeitelement b zu übertragen ist, die Notwendigkeit der Übertragung von $c = l - \Delta t$ aber entfällt. Es ist daher auch hier sinnvoll, der Verschiebung Δt die Länge des Zeitelementes zu geben, das vom kürzesten Sprachlaut (Explosivlaut) belegt wird. Auf diese Weise werden alle Lautanteile sichtbar (hell), deren Zeitfrequenzspektren in kürzeren als Δt entsprechenden Zeitabschnitten Änderungen erfahren.

Bild 5. Doppelplatte, nach Bild 4 als Positiv und Negativ hergestellt und um den Zeitabschnitt Δt gegeneinander verschoben

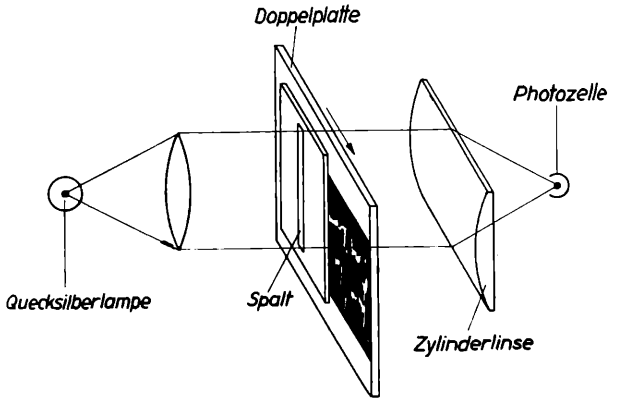


Bild 6. Versuchsaufbau zur photometrischen Abtastung der Doppelplatte

In dem untersuchten Diagramm belegte das „t“ im englisch ausgesprochenen ch (Speech) ein Wegelement von $\Delta t = 1{,}5$ mm Breite. Um diesen Betrag wurden die beiden Photoplatten in Zeitrichtung gegeneinander verschoben. Das so entstandene Muster sieht man in Bild 5. Die Auswertung des Doppelplattendiagramms geschah photoelektrisch (Bild 6). Aus einem Lichtbündel, das von einer Quecksilberlampe ausging und von einer Sammellinse parallel gemacht war, wurde ein schmaler Spalt ausgeblendet. Unmittelbar hinter dem Spalt befand sich die Doppelplatte, die das ankommende Licht je nach ihrer Durchlässigkeit schwächte. Die Doppelplatte konnte durch Mikrometertrieb in Richtung der Zeitachse verschoben werden. Das durchfallende Licht wurde von einer Zylinderlinse gesammelt und von einer Photozelle aufgenommen. Nach erforderlicher Verstärkung konnte mit einem empfindlichen Anzeigeinstrument die von der Photozelle abgegebene Spannung bestimmt werden.

Die Spaltbreite durfte ein Mindestmaß nicht unterschreiten, da sonst Strukturfeinheiten des Diagramms angezeigt worden wären, die methodisch nicht begründet sind. Sie war mit 0,7 mm etwa halb so groß wie Δt. Auch der Vorschub des Plattenpaares wurde mit 0,5 mm so gewählt, daß auf die Strecke Δt drei Meßpunkte entfielen.

Bild 7 zeigt das gewonnene Ergebnis: Die in Zeitrichtung abgetastete Lichtdurchlässigkeit der Doppelplatte (Spannung der Photozelle in Volt gemessen). Man erkennt deutlich als geringe, über längere Zeit konstante Durchlässigkeitswerte (*P*) die weitschweifigen Anteile der Pausen, ferner als große Durchlässigkeitswerte die für die Übertragung notwendigen Abschnitte, besonders am Anfang jedes Lautes (nicht weitschweifiger Teil) und schließlich längere Abschnitte mit geringen, aber nicht konstanten Durchlässigkeiten als weitschweifige Anteile der Laute selbst (weitschweifiger Teil). Hieraus folgt, daß das Zeitfrequenzspektrum von Sprachlauten auch in seinen weitschweifigen Anteilen geringen Änderungen unterworfen ist. Wenn man kleinste zeitliche Änderungen des Zeitfrequenzspektrums als unerheblich ansieht und nicht berücksichtigt, kann man durch eine bei $U = 0{,}8$ V gezeichnete waagerechte Gerade die Länge aller Zeitabschnitte mit weitschweifigem und nicht weitschweifigem Anteil erfassen. Diese Abschnitte sind, wie in Bild 1 B, wiederum als schraffierte und nicht schraffierte Rechtecke unter den Kurvenzug gezeichnet.

Auch bei dieser Untersuchung ergibt sich durch Addition der Längen aller schraffierten und nicht schraffierten Zeitabschnitte, daß in der Wortzusammenstellung „Visible Speech“ der so gefundene weitschweifige Anteil genau 50 % der gesamten Belegungszeit ausmacht. (Hierdurch wird übrigens ein von *Küpf-*

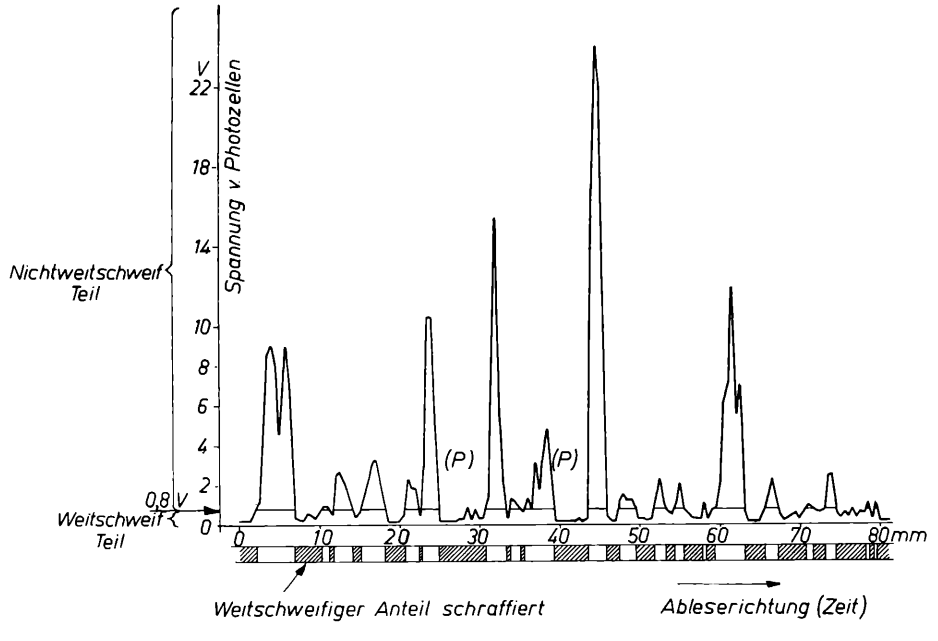


Bild 7. Photometrische Auswertung der Doppelplatte

müller [10] geschätzter Wert, der sich auf die deutsche Sprache bezieht, experimentell bestätigt.) Bei gleicher Schnittlinie $U = 0{,}8$ V erhält man aus hier nicht wiedergegebenen Abtastdiagrammen bei

Δt	weitschweifiger Anteil
1,0 mm	54 %
2,0 mm	49 %
3,0 mm	40 %

Folgerungen

Beide Untersuchungsmethoden kommen zu dem Ergebnis, daß der weitschweifige, für eine Übertragung nicht unbedingt notwendige Anteil an gesprochenem englischen Text etwa die Hälfte der gesamten Belegungszeit der Sprache ausmacht. Hieraus ergibt sich, daß es möglich sein müßte, bei der Übertragung von englischer Sprache ein Frequenzbandkompressionsverhältnis von 2 : 1 mit Hilfe geeigneter experimenteller Verfahren zu erreichen, ohne daß durch diese Einengung und nachherige Dehnung des Sprachfrequenzbandes Nachrichteninhalt oder wesentliche Spracheigentümlichkeiten des Sprechers verlorengehen [1]). Es ist ferner mit Sicherheit zu erwarten, daß eine Methode, die zur Frequenzbandeinengung von der Weitschweifigkeit Gebrauch macht, nach der Regeneration größere Verständlichkeitsindizes liefern wird als das Verfahren der einfachen Einengung durch Bandfilter bei gleichem Kompressionsverhältnis. Die weitschweifigen Anteile der einzelnen Sprachlaute sind naturgemäß in verschiedenen Sprachen verschieden (vgl. z. B. die ostischen Sprachen mit starkem Anteil an Zischlauten oder die romanischen Sprachen mit ihren zahlreichen, gleich ausgesprochenen Lauten und Wörtern verschiedener Bedeutung), so daß die erreichbaren Kompressionsverhältnisse durchaus anders sein können als in dem besprochenen Beispiel. Da jedoch die englische und die deutsche Sprache eine Reihe von Eigentümlichkeiten gemeinsam besitzen — die Entropie der deutschen Sprache ist z. B. nicht sehr verschieden von der der englischen —, kann angenommen werden, daß auch bei dem gesprochenen deutschen Text ein Frequenzbandkompressionsverhältnis von 2 : 1 erreichbar ist.

[1]) Dieses Ergebnis steht nicht, wie man annehmen könnte, im Widerspruch zu den Untersuchungen von *Küpfmüller* [10], wonach der größte mögliche (wirkliche) Nachrichtenfluß der deutschen Sprache unter 50 bis 60 Nachrichteneinheiten/s, der *scheinbare* Nachrichtenfluß (Kanalkapazität) einer Fernsprech*verbindung* dagegen bei rund 90 000 Nachrichteneinheiten/s liegt. Der von *Küpfmüller* ermittelte Wert des *wirklichen* Nachrichtenflusses wird nur dann erreicht, wenn es gelingt, die Sprache geeignet umzuformen (zu kodieren). In der vorliegenden Arbeit wurde lediglich untersucht, wie groß der in der natürlichen, *unkodierten* Sprache enthaltene Anteil an „Weitschweifigkeit" ist.

In diesem Zusammenhang dürften auch die Untersuchungen von *Küpfmüller* und *W. Meyer-Eppler* über den weitschweifigen Anteil an *gedrucktem* deutschen Text interessieren [10, 11, 12]. *Meyer-Eppler* fand, daß von deutschen Drucktexten mehr als die Hälfte der Buchstaben erraten werden kann, die Weitschweifigkeit mithin über 50 % beträgt, während *Küpfmüller* für die Weitschweifigkeit der deutschen Schrift einen Wert von 66 % ermittelte.

Zusammenfassung

Um das im Fernsprechweitverkehr zur Verfügung stehende Frequenzband des Übertragungsweges dichter belegen zu können, ist man bemüht, Verfahren zu finden, die es erlauben, das Frequenzband der zu übertragenden gesprochenen Nachricht ohne Informationsverlust einzuengen. Eine Möglichkeit zur Erreichung dieses Zieles besteht darin, den weitschweifigen Anteil der einzelnen Sprachlaute und Sprachpausen nicht mit zu übertragen und die hierdurch gewonnenen Zeitabschnitte zur Frequenzbandkompression der restlichen Lautanteile zu benutzen. Untersuchungen an geeigneten visible speech-Diagrammen ergaben, daß der weitschweifige Anteil eines gesprochenen englischen Textes etwa 50 % beträgt, so daß das zur Übertragung der Nachricht benötigte Frequenzband auf die Hälfte reduziert werden kann.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *Strecker, F.:* Nachrichtenfluß und Frequenzbandbreite. Veröff. a. d. Gebiete d. Nachrichtentechnik 5 (1935), 4. Fg., S. 227—233.

[2] *Marcou, P.:* Compression de Fréquences. Aus La Cybernétique, herausgeg. von Louis de Broglie, Ed. Rev. d Optique, Paris 1951, S. 255—296.

[3] *Gabor, D.:* Theory of Communication, Part 3. Journ. I. E. E., Part III, 93 (1946), S. 445—457.
New Possibilities in Speech Transmission. Journ. I. E. E., Part III, 94 (1947), S. 369—387.

[4] *Sandemann, E. K.* u. *R. O. Carter:* Electric Signalling System. Brit. Pat. Nr. 327,709 v. 9. 4. 1930.

[5] *Gabor, D.:* Improvements in and relating to the Transmission of Speech. Brit. Pat. Nr. 645,542 u. 682,323.

[6] *Fischer, F. A.:* Verfahren zur Nachrichtenübertragung unter Anwendung einer Frequenzbandverengung. Pat. d. Bundesrep. Deutschland Nr. 872 544 v. 20. 9. 1951.

[7] *Fischer, F. A.* Die Grundgedanken der modernen Theorie der Nachrichtenübertragung (Shannonsche Theorie). Fernmeldeing. 5 (1951), H. 4.

[8] *Cooper, Fr. S., P. C. Delattre, A. M. Liberman, J. M. Borst* u. *L. J. Gerstmann:* Some Experiments on the Perception of Synthetic Speech Sounds. Journ. Acoust. Soc. Am. 24 (1952), S. 597—606.

[9] *Potter, R. K., G. A. Kopp* u. *H. C. Green:* Visible Speech. Van Nostrand, New York 1947.

[10] *Küpfmüller, K.:* Die Entropie der deutschen Sprache. FTZ 7 (1954), S. 265—272.

[11] *Meyer-Eppler, W.:* Informationstheorie. Naturwissenschaften 39 (1952), S. 341—347.

[12] *Meyer-Eppler, W.:* Einige Probleme und Methoden der Kommunikationsforschung. FTZ 5 (1952), S. 514—522.

(Eingeg. 28. Juli 1954)

Über einen Gasentladungsrauschgenerator mit Verzögerungsleitung

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

von

H. Schnitger und D. Weber

Sonderdruck aus NTF (Nachrichtentechnische Fachberichte) Heft 2/1955 S. 118 — 120

ÜBER EINEN GASENTLADUNGSRAUSCHGENERATOR MIT VERZÖGERUNGSLEITUNG

DK 621.313.17 : 621.373.42

Schnitger und Weber, Darmstadt

Mit 5 Bildern

In dem Wellenlängenbereich von etwa 18 bis 28 cm weisen die vorhandenen Rauschgeneratoren für Meßzwecke starke Mängel auf. Die Gasentladungs-Rauschgeneratoren in Koaxialausführung werden in diesem Bereich zu lang, wenn sie ohne Transformation arbeiten sollen, während die Rauschgeneratoren mit der Rauschdiode LG 16 zu viele, nur empirisch zu ermittelnde Korrekturen erfordern. Deshalb wurde versucht, die Gasentladungs-Rauschgeneratoren für längere Wellen als bisher verwendbar zu machen.

Den Elektronen einer Gasentladung läßt sich eine im allgemeinen komplexe Leitfähigkeit zuordnen, deren Wirkanteil mit Elektronentemperatur rauscht, und mit deren Hilfe sich der Einfluß der Elektronen auf ein mit ihnen in Wechselwirkung stehendes HF-Feld quantitativ beschreiben läßt. Bei Vernachlässigung des Blindanteils der Leitfähigkeit gilt dann in erster Näherung für den mit einer Gasentladung gekoppelten Wellenleiter das Ersatzschaltbild einer homogenen Leitung, bei der parallel zu der Leitungskapazität ein durch die Elektronen bedingter Wirkleitwert liegt, durch den die Dämpfungskonstante α der Leitung bestimmt wird. Bei einer Leitungslänge z ergibt sich als Gesamtdämpfung αz Neper. Diese muß mindestens 2,3 Neper bzw. 20 db betragen, wenn die an dem einen Ende der Leitung verfügbare Rauschleistung bis auf 1% Fehler unabhängig von dem Abschlußwiderstand am anderen Leitungsende sein soll.

Zugleich mit der Dämpfung bewirkt der Wirkleitwert auch eine Änderung des Wellenwiderstandes. Wählt man als Maß für diese Wellenwiderstandsänderung die Fehlanpassung Δm gegenüber einer gleichartigen aber ungedämpften Leitung, dann gilt für $\Delta m \leq 0,1$ mit weniger als 6% Fehler $\Delta m = \frac{\alpha}{\beta}$,

wobei β die Phasenkonstante der Leitung angibt. Gl. 1 zeigt dieses Ergebnis in etwas anderer Schreibweise:

$$\Delta m = 1,83 \cdot 10^{-2} \cdot \alpha^*. \qquad (1)$$

Δm hängt also nur von α^* ab, d.h. von der Dämpfung [in db] je Wellenlänge λ_z auf der Leitung. Wählt man die elektrische Länge der Leitung gleich $4\,\lambda_z$, dann ergibt sich für 20 db Gesamtdämpfung aus Gl. (1) $\Delta m \approx 0,09$. Für viele Messungen wird man eine größere Änderung des Wellenwiderstandes nicht mehr zulassen dürfen. $4\,\lambda_z$ bedeutet aber bei einem Koaxialleitungs-Rauschgenerator und 28 cm Wellenlänge bereits eine Mindestleitungslänge von 1,12 m.

Diese grundsätzliche Schwierigkeit zu großer Baulänge kann man jedoch dadurch beseitigen, daß man Verzögerungsleitungen benutzt, mit denen es leicht möglich ist, die Wellenlänge λ_z auf der Leitung auf 1/20 der Vakuumwellenlänge λ_o herabzusetzen. Man kommt so auch bei längeren Wellen noch zu erträglichen Baulängen und kann gleichzeitig meist noch mit geringeren Werten von α/β arbeiten, als bisher üblich war.

Als Verzögerungsleitung ist nach den Erfahrungen an Wanderfeldröhren die Wendel besonders gut geeignet. Den Aufbau eines Rauschgenerators mit Wendel zeigt Bild 1. Als Gasentladungsröhre dient eine mit einem Edelgas gefüllte langgestreckte, möglichst dünnwandige Glasröhre mit kalter Kathode. Der größte Teil der Röhre ist von der positiven Säule der Gasentladung ausgefüllt. In diesem Bereich ist um die Röhre die Wendel gewickelt, die zur Messung der Dämpfung an beiden Enden an koaxiale 60 Ω Leitungen gut angepaßt ist. Die Messungen wurden an Röhren von 2 und 4 mm lichter Weite durchgeführt; die Wendellänge betrug meist 17 cm, bei dem endgültigen Gerät nur noch 12 cm. Ein Teil der Versuche wurde an der Pumpe ausgeführt, um das Verhalten bei verschiedenen Gasen und Drucken zu untersuchen.

Damit das Netzgerät sehr einfach aufgebaut werden kann, ist es wünschenswert, die notwendige Dämpfung mit möglichst kleinem Entladungsstrom zu erzielen. Das erfordert eine optimale Dimensionierung der Wendel. Solange der Radius b des Zylinders, in dem sich der Hauptteil der Elektronen befindet, kleiner als etwa 8% der axialen Wellenlänge λ_z bleibt, ist für die Dämpfung hauptsächlich die Amplitude E_z der Längsfeldstärke maßgeblich, die sich aus dem Kopplungswiderstand der Wendel berechnen läßt. Dieser ist durch die Gl. (2) definiert, in der P die längs der Wendel transportierte Leistung bedeutet:

$$K = \frac{E_z^2}{2\beta^2 \cdot P}. \qquad (2)$$

Bezeichnet man den Wirkleitwert, den die Elektronen einer 1 cm langen Säule darstellen, mit s_r, dann ist die an ihn längs des Weges dz abgegebene HF-Leistung $-dP$:

$$-dP = s_r \frac{E_z^2}{2} \cdot dz = s_r K \beta^2 P \cdot dz.$$

Wegen $P(z) = P(o)\, e^{-2\alpha z}$ ist

$$-\frac{dP}{dz} = 2\alpha P.$$

Durch Vergleich der beiden Gleichungen erhält man für die Dämpfungskonstante α:

$$\alpha = \frac{s_r}{2} K \beta^2 . \qquad (3)$$

Bei der praktischen Berechnung ist von der bekannten Näherungsformel für den Kopplungswiderstand K auszugehen;

$$K = 198 \cdot \frac{c}{v} e^{-2,015 \cdot \beta a} \ [\Omega] , \qquad (4)$$

c = Lichtgeschwindigkeit,

v = Phasengeschwindigkeit auf der Wendel,

a = mittlerer Wendelradius,

an der dann die bekannten Korrekturen zur Berücksichtigung des Einflusses des die Wendel umgebenden Dielektrikums anzubringen sind. Für $K\beta^2$ ergeben sich dann charakteristische Optimalwerte. Unter Zugrundelegung der Beziehung

$$\beta a \sim \frac{c}{v} (\lambda_0 = \text{konst})$$

erhält man, wenn Wellenlänge und Wendelradius vorgegeben sind, durch die entsprechende Wahl der Wendelsteigung die größte Dämpfung für $\beta a \approx 1{,}5$. Bei einer vorgegebenen Wendel erhält man jedoch die größte Dämpfung für diejenige Wellenlänge, für die $\beta a \approx 1$ ist. In Bild 2 ist die experimentelle Bestätigung dieser Überlegung dargestellt. Die Meßpunkte geben für 4 verschiedene Stromarten die auf den jeweiligen Maximalwert bezogene Dämpfung als Funktion der Frequenz wieder. Der Vergleich mit der eingezeichneten theoretischen Kurve zeigt, daß auch bei verschiedenen Stromstärken eine befriedigende Übereinstimmung besteht. In der Nähe des Maximums ist der Verlauf der Kurve so flach, daß der Abfall der Dämpfung vom Maximalwert im Bereich einer Oktave nur etwa 30% beträgt.

Der den Elektronen der Gasentladung zugeordnete Wirkleitwert s_r hängt in sehr einfacher Weise gemäß Gl. (5) von dem relativ leicht zu messenden Gleichstromleitwert $s_=$ der positiven Säule ab, der sich als Quotient des Stromes $I_=$ und des Gradienten $E_=$ ergibt:

$$s_r = s_= = \frac{\eta^2}{1+\eta^2} .$$

$\eta = \frac{\nu}{\omega}$ ist die auf die Kreisfrequenz ω des Signals bezogene Stoßfrequenz ν der Elektronen, die aus der Theorie der Gasentladung entnommen werden kann. Bei vorgegebener Wellenlänge λ_0 ist η etwa dem Druck proportional. Mit dem Wirkleitwert s_r ist stets ein induktiver Blindleitwert $s_i = -j \frac{s_r}{\eta}$ gekoppelt. Durch Wahl eines genügend hohen Druckes kann man jedoch erreichen, daß s_r vorherrschend ist, so daß in diesem Fall, wie eingangs angenommen, s_i vernachlässigt werden kann.

In Abhängigkeit vom Druck ergibt sich bei konstanter Stromstärke ein Maximum der Dämpfung, hauptsächlich infolge der Druckabhängigkeit von $E_=$, zum Teil jedoch auch infolge der gleichzeitigen Abnahme von s_i mit wachsendem Druck. In

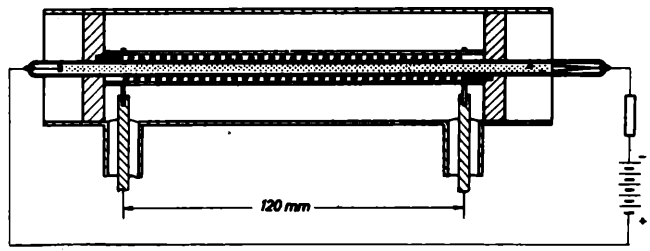


Bild 1. Grundsätzlicher Aufbau eines Gasentladungs-Rauschgenerators mit einer Wendel als Verzögerungsleitung.

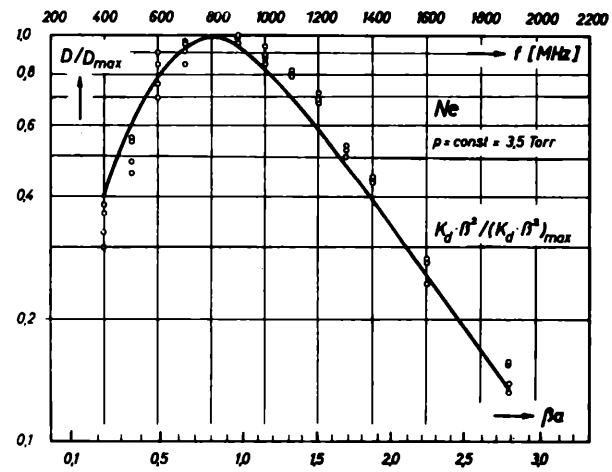


Bild 2. Frequenzabhängigkeit der relativen Dämpfung bei konstanter Stromstärke ($I_=$ 2, 3, 4 u. 5 mA).

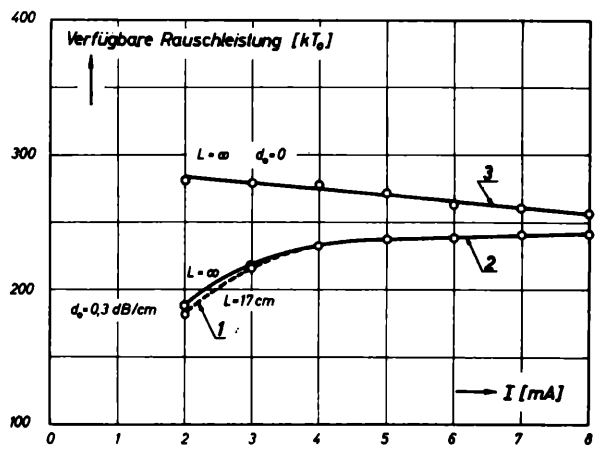


Bild 3. Stromabhängigkeit der Rauschleistung für Helium (5 Torr).

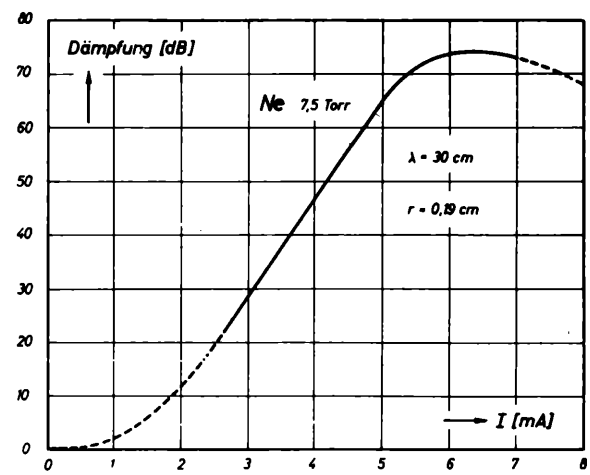


Bild 4. Stromabhängigkeit der Dämpfung.

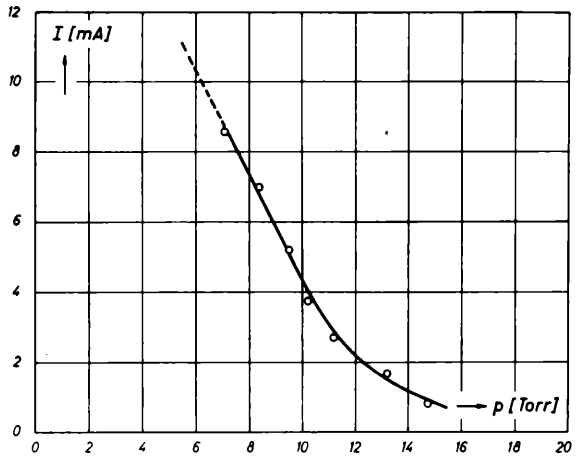


Bild 5. Die höchstzulässige Entladungsstromstärke in Helium für störungsfreien Betrieb (b = 1 mm) als Funktion des Druckes.

Helium liegt für $I_{=}$ = 8mA, b = 1 mm u. λ_0 = 17 cm die maximale Dämpfung bei 8 Torr($\eta \approx 2$). Sie betrug bei der verwendeten Wendel 0, 75 db/cm. Die sich aus Gl.(3) berechnende Dämpfung beträgt 0, 8 db/cm ist also noch in guter Übereinstimmung mit der Messung.

Die Stromabhängigkeit der von der Wendel abgegebenen Rauschleistung für eine mit Helium von 8 Torr Druck gefüllte Röhre (b = 1mm) ist in Bild 3 dargestellt. Da eine Wendel mit sehr kleiner Steigung verwendet wurde und sich Glas sowohl im Innen- als auch im Außenraum der Wendel befand, war die Eigendämpfung der Wendel mit 5 db relativ hoch. Deshalb ist, besonders bei kleinerer Stromstärke, eine merkliche Korrektur zur Ermittlung der Elektronentemperatur notwendig. Es ergibt sich so in Bild 3 die Kurve 3, die die zu erwartende langsame Abnahme der Elektronentemperatur mit steigender Stromstärke zeigt. In dem fertigen Gerät mit einer Wendel mit größerer Steigung gelang es, durch Verzicht auf die äußere Glashalterung die Eigendämpfung vernachlässigbar klein zu halten. Bei 12 cm Wendellänge konnte das Gerät bis zu 30 cm Wellenlänge mit einer Stromstärke von 6 mA benutzt werden.

Die Stromabhängigkeit der Dämpfung hat den in Bild 4 gezeigten charakteristischen Verlauf, der auf die Grenzen der hier durchgeführten stark vereinfachten Betrachtungen hinweist: Der merklich stärker als lineare Anstieg der Dämpfung mit $I_{=}$ läßt sich nicht mehr völlig aus Gl.(5) durch die gleichzeitig gemessenen Werte von $E_{=}$ erklären. Vor allem aber läßt die hier gegebene Behandlung kein Dämpfungsmaximum erwarten. Dieses Maximum läßt sich jedoch wie folgt plausibel machen: Betrachtet man die positive Säule als einen Leiter mit von 0 bis ∞ veränderlicher Leitfähigkeit s_r, dann leuchtet unmittelbar ein, daß dieser in den beiden Grenzfällen $s_r = 0$ (idealer Isolator) und $s_r = \infty$ (idealer Leiter) keine Dämpfung hervorrufen kann. Da jedoch für endliche Werte von s_r eine Dämpfung eintritt, muß es auch einen optimalen Wert von s_r geben, für den die Dämpfung am größten ist. Die rechnerische Behandlung dieser Zusammenhänge erfordert eine Vereinfachung des Ersatzschaltbildes für die mit der Gasentladung gekoppelte Wendel und führt bei Berücksichtigung des induktiven Blindanteils s_i des von den Elektronen der Gasentladung gebildeten Leitwerts zu einer weitgehenden Übereinstimmung mit dem Experiment.

Die Verwendung von Helium bietet zwei wesentliche Vorteile: Bei allen anderen der untersuchten Edelgase (Ne, Ar, Xe) treten, außer bei extrem großen Strömen, niederfrequente Störschwingungen durch wandernde Schichten in der positiven Säule auf, die sich durch äußere Schaltmittel nicht unterdrücken lassen. Nur in Helium existiert, wie in Bild 5 zum Ausdruck kommt, ein Druckbereich, in dem bei kleinen Strömen ein vollkommen störungsfreier Betrieb möglich ist. Zweitens ist die Elektronentemperatur in Helium erheblich größer als bei den anderen Edelgasen. Dadurch hat man bei einem Gasentladungs-Rauschgenerator mit Helium eine Rauschleistung in der Größenordnung von 300 kT_0 zur Verfügung, so daß es leicht möglich ist, den Generator durch ein vorgeschaltetes geeichtes, variables Dämpfungsglied mit etwa 5 db Grunddämpfung zu einem einfach zu handhabenden Meßgerät zu machen. Bei festen Dezimeterwellenanlagen ist es auch möglich, das Gerät als Zweipol über eine lose Ankopplung mit dem Eingang der Anlage zu verbinden, um dadurch in einfacher Weise einen Eichpegel für die Kontrolle der Verstärkung und des Rauschfaktors zur Verfügung zu stellen.

Der Fernmelde-Ingenieur

ZEITSCHRIFT FÜR AUSBILDUNG UND FORTBILDUNG

Herausgegeben von Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Karl Herz

Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost

VERLAG FÜR WISSENSCHAFT UND LEBEN GEORG HEIDECKER

WINDSHEIM (MFR.)

9. JAHRGANG / HEFT 3 — 15. MÄRZ 1955

Kennzeichnung und Vorhersage des Funkwetters

1. Teil (I—V)

Abt. III Gr. A — Von B. Beckmann

DK 621.396.821:551.501.7

I. Einleitung
II. Der Normalzustand des Funkwetters, dargestellt durch Medianwerte
III. Die tägliche Streuung der Funkwetterdaten gegenüber den Medianwerten
IV. Funkwetterbeobachtungen
V. Die Darstellung durch Güteziffern
VI. Der Einfluß der verschiedenen Störungszustände der Ionosphäre auf den Ablauf und die Tendenz des Funkwetters
VII. Die Vorhersage des täglichen Funkwetters
VIII. Zusammenfassung, Summary, Résumé
IX. Schrifttum

I. Einleitung

Das Funkwetter ist kein Wetter im meteorologischen Sinne, sondern man versteht darunter die Auswirkung des jeweiligen Ionosphärenzustandes auf die Funkwellenausbreitung. Diese vollzieht sich bekanntlich dadurch, daß die Funkverbindung, abgesehen von der im Kurzwellenbereich wegen ihrer geringen Reichweite nicht interessierenden Bodenwelle, durch Reflexion der Strahlung an den Schichten der Ionosphäre zustandekommt.

Gemäß der Veränderlichkeit dieser Reflexionseigenschaften spricht man von guten oder schlechten Ausbreitungsbedingungen. Beispielsweise sind die Ausbreitungsbedingungen im Sonnenfleckenmaximum besser als im Minimum wegen der Erweiterung der Übertragungsbereiche nach höheren Frequenzen. Ferner sind aus demselben Grunde auf der nördlichen Erdhälfte an Wintertagen die Bedingungen besser als an Sommertagen, während es für die Nächte umgekehrt ist. Diese Aussagen beziehen sich auf Mittelwertsbetrachtungen über entsprechend große Zeiträume. Bei sogenannten Störungen treten jedoch die momentanen Änderungen der ionosphärischen Reflexionseigenschaften gegenüber den langsamen stark überwiegend in Erscheinung. Diesen Störungsablauf bezeichnet man im engeren Sinne als „Funkwetter". In einer Güteskala des Funkwetters bringt man deshalb nicht die Güte schlechthin zum Ausdruck, sondern man bezieht die Aussage relativ auf die der Tages- und Jahreszeit und der Lage im Sonnenfleckenzyklus entsprechenden mittleren Ausbreitungsbedingungen, die den jeweiligen „Normalzustand" des Funkwetters kennzeichnen. Als Grundlage für weitere Betrachtungen ist deshalb zunächst eine nähere Definition dieses Normalzustandes erforderlich.

II. Der Normalzustand des Funkwetters, dargestellt durch Medianwerte

Die Reflexions- und Dämpfungseigenschaften der Ionosphärenschichten (= Höhenintervalle der Ionisationsmaxima), von denen die F_2-Schicht zwischen 300 und 400 km Höhe, ferner die E- und E_s-Schicht (sporadische wolkenartige E-Schicht) im Gebiet zwischen 100 und 140 km Höhe und die D-Schicht zwischen 70 und 100 km Höhe hier von wesentlicher Bedeutung sind, sind dauernd veränderlich. Sie sind bestimmt durch die Schwankungen des Ionisationsgrades, die seit etwa 17 Jahren auf Ionosphärenbeobachtungsstationen (im folgenden abgekürzt I-Stationen) nach dem Verfahren der Echolotung durch Messung der „scheinbaren" Reflexionshöhe und der Grenzfrequenz für „senkrechten" Strahlungseinfall (Sender und Empfänger unmittelbar benachbart) ermittelt werden. Unter „scheinbarer" Reflexionshöhe versteht man die aus der Laufzeit der Echos unter Zugrundelegung der Lichtgeschwindigkeit errechnete Höhe. Die tatsächliche Höhe ist kleiner, da die Ausbreitungsgeschwindigkeit eines Signals in einem dispergierenden Medium, wie es die Ionosphäre darstellt, etwa der Gruppengeschwindigkeit entspricht, die sich mit zunehmender Ionisation gegenüber der Lichtgeschwindigkeit erheblich verringert. Was die Reflexion anbelangt, so ist in Übereinstimmung von Theorie und Experiment ein um so höherer Ionisationsgrad erforderlich, je höher die Frequenz der Strahlung ist. Die Frequenz, die gerade noch im Schichtmaximum total reflektiert wird, nennt man die Grenzfrequenz [1]) dieser Schicht. Für sie gilt folgende einfache Beziehung:

(1) $f_G = f_{\perp G}/\cos\ \varphi_0 = M \cdot f_{\perp G}$, mit $f_{\perp G} = 0{,}9 \cdot 10^{-2} \cdot \sqrt{N_m}$ MHz

φ_0 **Einfallswinkel,** $f_{\perp G}$**, Grenzfrequenz für** $\varphi_0 = 0$ **(senkrechter Einfall),**
N_m Ionisationswert im Schichtmaximum = Zahl der Elektronen in cm^3.

Die Formel gilt für die „ordentliche" Komponente der Welle, die bei der durch das erdmagnetische Feld bewirkten Doppelbrechung entsteht und, weil sie die größten Feldstärken liefert, im Funkverkehr von überwiegender Bedeutung ist. Die schwächere außerordentliche Komponente liegt in der Grenzfrequenz nur etwa 0,7 MHz höher. Wesentlich ist, daß die senkrechte Grenzfrequenz der Wurzel aus der Ladungsträgerdichte proportional ist, und daß hieraus unter Benutzung eines Umrechnungsfaktors M die Grenzfrequenzen für die „schrägen" Winkel des Funkverkehrs abgeleitet werden können. M liegt etwa zwischen 1 und 4 für Sprungentfernungen bis zu 4000 km bei F_2-Reflexion bzw. bis zu 2000 km bei E-Reflexion. Größere Entfernungen sind wegen der Erdkrümmung nicht mit einem Sprung überbrückbar. Da der Einfallswinkel φ_0 von dem Schichtgradienten, der Schichtdicke und der Höhe der Schicht abhängt, ist M zeitlich veränderlich. Bei angenommenen Schichtgradienten gibt es Methoden, die eine Bestimmung des M-Faktors aus den Ionogrammkurven (gemessene scheinbare Höhe als Funktion der Frequenz) der I-Stationen gestatten. Es soll hier nicht weiter darauf eingegangen werden, ebenso auch nicht auf eine Erläuterung des allgemein durch die Radartechnik bekannt gewordenen Verfahrens der Echolotung.

Für die Untersuchung der regelmäßigen langsamen Veränderungen ist es in der Ionosphärenforschung üblich, über einen größeren Zeitraum, z. B. einen Monat, Medianwerte der z. B. stündlich gemessenen Grenzfrequenzen zu bilden. Unter Medianwert versteht man den Wert, für den 50 % der Beobachtungen darüber und 50 % darunter liegen. Die resultierende Kurve drückt dann den

1) Englisch abgekürzt MUF (maximal usable frequency).

mittleren Tagesgang des Monats aus. Die Veränderungen dieser monatlichen Mittelwertskurven lassen einen Jahresgang erkennen. Zwölfmonatige gleitende Mittel zeigen den Zusammenhang mit der Sonnenfleckenperiode. Das Ergebnis der Untersuchungen in bezug auf diese langsamen Veränderungen der Ionisation N läßt sich etwa durch folgende Formel ausdrücken:

(2) Gleichgewichtswert am Tage: $N = N_0 \cos^x \chi \cdot (a + b\bar{R}) \cdot Y$;
t Stunden nach Sonnenuntergang: $N_t = N_x/(1 + N\,a \cdot t)$;
χ Sonnenstandswinkel,
x etwa zwischen 0,5 und 1 mit dem Ort veränderlich, a, b Konstanten für die einzelnen Schichten der Ionosphäre mit geringer Ortsabhängigkeit,
Y noch nicht übersehbare Abweichungen von vorstehenden Funktionen, ortsabhängig,
$\bar{R}$ 12monatiger gleitender Mittelwert der Sonnenfleckenrelativzahl ($R = F + 10\,G$, F Zahl der Flecken, G Zahl der Fleckengruppen),
N_x Ionisation bei Sonnenuntergang,
α Rekombinationsfaktor, bestimmt das Abklingen der Ionisation durch Wiedervereinigung der Ladungsträger mit neutralen Teilchen.

Für die untere Ionosphäre, die E- und D-Schicht, ist $Y \sim 1$, d. h. die regelmäßige zeitliche Änderung der Ionisation ist annähernd berechenbar und nach Gl. 1 dementsprechend auch die Grenzfrequenz. Sie folgt eindeutig dem Sonnenstand. Dasselbe gilt auch noch für die hier nicht näher behandelte F_1-Schicht, die zwischen der E- und F_2-Schicht im Sommer auftritt, aber für das Funkwetter keine wesentliche Bedeutung hat.

Für die F_2-Schicht zeigen sich ganz erhebliche Abweichungen vom Sonnenstand, und zwar ist der diese Abweichungen charakterisierende Faktor $Y \neq 1$ ortsabhängig. Es zeigt sich ein charakteristischer Winter- und Sommertypus im Tagesgang. Im Winter ist noch eine Beziehung zum Sonnenstand erkennbar, wenn man die infolge der sehr geringen Gasdichte wesentlich langsamere Wiedervereinigung der Ladungsträger berücksichtigt, durch die auch nachts eine regelmäßige Ionisation vorhanden ist. Der Sommertypus des Tagesganges sieht grundsätzlich anders aus. Der Unterschied zwischen Tag und Nacht ist viel geringer, und merkwürdigerweise liegt das Maximum in den Abendstunden, während unter Mittag ein sekundäres Minimum auftritt. Interessanterweise werden die jahreszeitlichen Typen des Tagesganges symmetrisch zum erdmagnetischen Äquator beobachtet, woraus zu schließen ist, daß das erdmagnetische Feld bei ihrer Entstehung eine wichtige Rolle spielt. Gleichphasig mit dem nördlichen Sommer liegen außerdem auf der ganzen Erde die Tagesgrenzfrequenzen niedriger als zur Zeit des nördlichen Winters. Eine bewiesene Erklärung für diese Vorgänge gibt es noch nicht. Nach einer Theorie von D. F. Martyn soll durch das Polarisationsfeld der im unteren Teil des E-Gebietes liegenden Stromsysteme, die durch die tägliche Gezeitenbewegung der Atmosphäre im Gravitationsfeld der Sonne und des Mondes entstehen und die tagesperiodischen Variationen des Erdmagnetismus erzeugen, in der F_2-Schicht ein Hall-Effekt[2]) auftreten und damit eine Beeinflussung der Drift der Ladungen von Ost nach West bzw. umgekehrt [10]. Es ist jedoch bisher nicht möglich, die Meßergebnisse der I-Stationen formelmäßig zu erfassen, sondern es muß zur Klärung der Funkwetterlage auf die Ergebnisse jeder einzelnen Station zurückgegriffen werden.

2) Unter Hall-Effekt versteht man das Entstehen einer Potentialdifferenz unter Einwirkung eines Magnetfeldes auf einen Leiter senkrecht zu diesem und zur Stromrichtung.

Bisher war nur von der Grenzfrequenz die Rede. Ihre Ermittlung dient zur Klärung der Frage, ob eine Betriebsfrequenz überhaupt an der Ionosphäre reflektiert wird. Für die Größe der empfangenen Feldstärke ist dann außerdem noch die Dämpfung der Welle in der Ionosphäre von Wichtigkeit. In folgender einfacher Feldstärkeformel ist sie als e-Funktion berücksichtigt:

(3) $$E = 3 \cdot 10^5 \sqrt{W}/r_0 \cdot e^{-\eta}\ \mu V/m;\ r_0 = 2R_E \sin(D/2R_E)/\sin\varphi_0:$$
für $D < 1000$ km $r_0 = D/\sin\varphi_0$.

Der erste Teil entspricht der Strahlungsdivergenz im freien Raum, wobei hier unter r_0 der ionosphärische Ausbreitungsweg (näherungsweise Dreiecksweg) verstanden wird. Die angeführte e-Funktion drückt die Dämpfung in der Ionosphäre aus, die durch die Zusammenstöße der unter dem Einfluß des elektrischen Feldes der Welle schwingenden Ladungsträger mit neutralen Gasteilchen zustande kommt. Dieser Energieverlust nimmt mit abnehmender Frequenz zu und tritt besonders in der unteren Ionosphäre in Erscheinung, wo die Gasdichte und somit die Teilchenzahl noch groß ist (D-E-Schicht). Für den Dämpfungsfaktor gilt:

(4) $$\eta = B(N) \cdot M_D/f_+^2 = B_0 (a + b\bar{R}) \cdot T \cdot M_D/f_+^2;$$

$B(N)$ Funktion der Landungsträgerdichte N,

$M_D = 1/\cos\varphi_D$ Entfernungsumrechnungsfaktor,

φ_D Einfallswinkel in D-Schicht,

$f_+ = f + f_H \cos\vartheta$, f Betriebsfrequenz in MHz,

$f_H = 1{,}4$ MHz Larmorfrequenz[3]) der Ionosphäre,

ϑ Winkel zwischen Wellennormale und erdmagnetischen Kraftlinien, $f_H \cos\vartheta$ für Europa ~ 1,2 MHz,

B_0 Konstante,

$(a + b\bar{R})$ Änderung der Ionisation der unteren Ionosphäre mit der Sonnenfleckenperiode,

$T = \sum_{i=1}^{n} \left(\cos\chi\right)_i^{1/2}$ Summe des Einflusses des Sonnenstandes auf die Ionisation an den n „Durchstoßpunkten" der Strahlung durch die untere Ionosphäre,

χ Sonnenstandswinkel.

Die Formel gilt für die ordentliche Komponente der Welle. Wegen der gesetzmäßig erfaßbaren Ionisationsveränderung der normalen D- und E-Schicht sind auch die hierdurch bewirkten Feldstärkeschwankungen berechenbar, und zwar ebenfalls als Medianwert eines größeren Zeitraumes, z. B. eines Monats. Die Feldstärken nehmen mit abnehmender Frequenz ab. Löst man Gl. 4 nach der Frequenz auf, so kann man die Frequenz errechnen, die einer bestimmten Feldstärke entspricht:

(5) $$f = (0{,}43 B_0\ (a + b\bar{R}) \cdot T \cdot M_D)^{1/2} \cdot (\log 3 \cdot 10^5 \sqrt{W}/r_0\ E)^{-1/2} - 1{,}2\ \text{MHz}.$$
$f = f_D$ MHz für $E = E_e\ \mu$V/m.

Wird für E die Mindestfeldstärke E_e des betreffenden Funkdienstes eingesetzt, so ist $f = f_D$ die Dämpfungsfrequenz[4]), die nicht überschritten werden darf, wenn dieser Funkdienst aufrecht erhalten werden soll.

3) Resonanzfrequenz der unter dem Einfluß eines Magnetfeldes schwingenden Elektronen.

4) Englisch abgekürzt LUF (lowest useful frequency).

Bei der Bestimmung der Dämpfung geht man auf den I-Stationen nicht von den Amplituden einzelner Echos aus, die wegen der Frequenzabhängigkeit der Strahlungsleistung kein klares Bild ergeben, sondern man benutzt das Amplitudenverhältnis von Mehrfach-F-Reflexionen, aus dem sich nach folgender Formel die Dämpfung errechnet:

$$2A_2/A_1 = e^{-\eta}, \tag{6}$$

worin A_1 und A_2 die Amplituden des ersten und zweiten Echos sind. Da aber Messungen dieser Art nicht einfach sind und sich bisher nur im Programm einzelner I-Stationen finden, versucht man meistens, die Dämpfung aus Feldstärkemessungen zu bestimmen.

Auf Grund der vorstehenden Ausführungen läßt sich nun ein „Normalzustand" des Funkwetters eines Monats durch Medianwertkurven definieren. Er läßt sich wiedergeben durch folgende Koordinaten: Entfernung D, Frequenz f, Zeit t und Feldstärke E. Die hierbei vorliegenden funktionellen Zusammenhänge lassen sich darstellen als 1. Übertragungsfrequenzbereich (ÜFB), 2. Versorgungsgebiet (VG) und 3. Feldstärkendiagramm (E), je nach dem Zweck der gewünschten Funkwetterübersicht.

Bild 1 zeigt als Beispiel die Konstruktion des ÜFB für die feste Funkverbindung Frankfurt—New York. Der Ausbreitungsweg ist im oberen Teil mit 2 Sprüngen zu je 3000 km mit den Reflexionspunkten I und II dar-

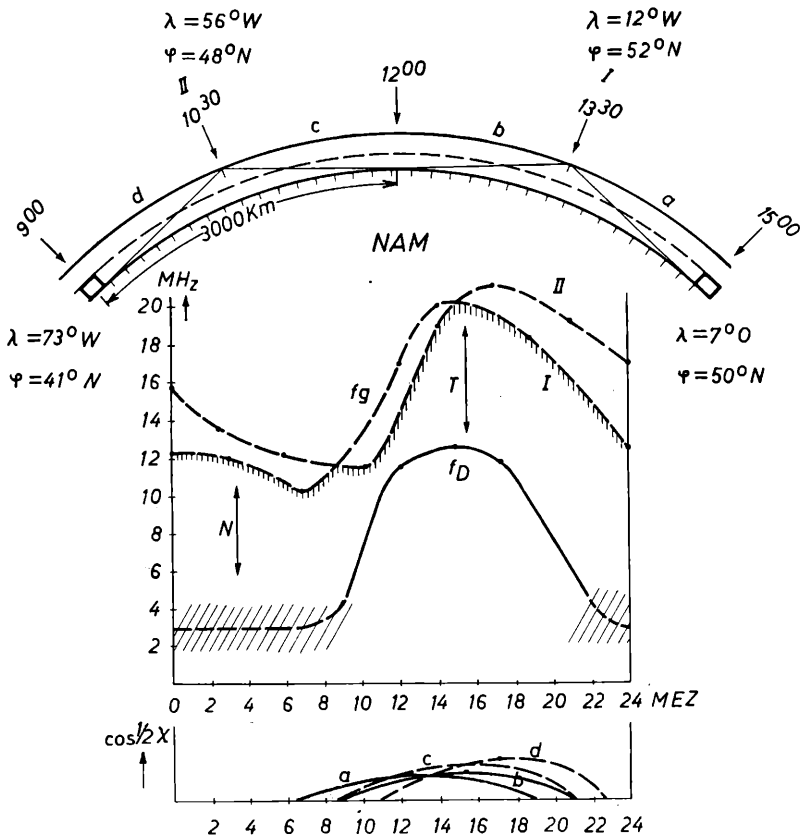


Bild 1. Beispiel für die Konstruktion eines Übertragungsfrequenzbereiches (ÜFB)

gestellt. Darunter ist für jeden Reflexionspunkt der Tagesgang der Grenzfrequenz — umgerechnet auf 3000 km Sprungentfernung (monatlicher Medianwert) auf Grund der Messungen in der Nähe gelegener I-Stationen — in MEZ gezeichnet. Die Grenzfrequenz der gesamten Funklinie ist dann jeweils der durch senkrechte Strichelung angedeutete niedrigste Frequenzwert. Für Linien mit mehr als 2 Reflexionspunkten genügt es in vielen Fällen, den ersten und letzten Punkt allein zu berechnen (Kontrollpunktmethode des Bureau of Standards). Längere Übertragungswege werden hauptsächlich durch F_2-Reflexionen überbrückt, da E-Reflexionen häufiger und flacher die D-Schicht durchdringen und deshalb stärker gedämpft werden, was natürlich nicht ausschließt, daß Streuung und Brechung besonders in der E_s-Schicht Einfallswinkel und Lage der F_2-Reflexionspunkte beeinflussen.

Die Dämpfungsgrenze einer Funklinie wird nach Gl. 5 unter Zugrundelegung der für die betreffende Betriebsart erforderlichen Mindestempfangsfeldstärke E_e bei gegebener Senderleistung W ermittelt. Im unteren Teil von Bild 1 ist für die einzelnen Durchdringungspunkte a, b, c, d die Funktion $(\cos\chi)^{1/2}$ gezeichnet. Die resultierende f_D-Kurve folgt für eine Mindestempfangsfeldstärke von 1 μV/m und 1 kW Senderleistung. Nachts ist die durch atmosphärische Störungen gegebene Empfangsgrenze gestrichelt gezeichnet, die hier über der Dämpfungsgrenze liegt. Die Betriebsfrequenz der Funklinie muß innerhalb des

$$\text{ÜFB} = f_G — f_D \text{ bzw. } f_G — f_{Atm} \tag{7}$$

gewählt werden, wenn eine Verbindung zustande kommen soll.

Den Teil des ÜFB, in dem die Funklinie voller Sonneneinstrahlung ausgesetzt ist und deshalb die Frequenzwerte ein Maximum haben, bezeichnen wir als Tagesfrequenzbereich T, den übrigen Teil als Nachtbereich N, oder anders ausgedrückt, T entspricht den Tageswellen, N den Nachtwellen.

Der Normalzustand des Funkwetters ist im vorliegenden Fall definiert durch den ÜFB. Bild 2 zeigt die grundsätzlichen Unterschiede von ÜFB-Dia-

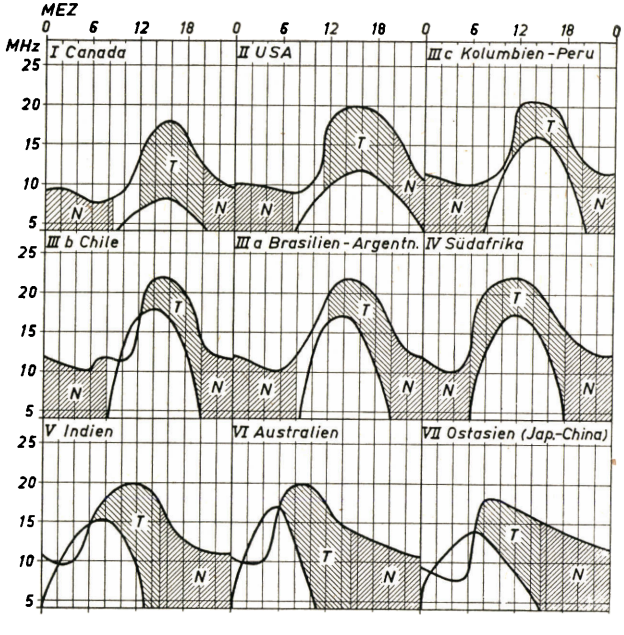


Bild 2. Grundsätzliche Richtungsunterschiede von ÜFB-Diagrammen. (Zeit etwa Äquinoktien bei mittlerer Sonnenaktivität)

grammen und damit des Funkwetters auf den Überseefunklinien, die entsprechend ihrem Großkreisweg in der Folge von Nordwesten über Süden nach Nordosten geordnet sind. Man sieht, wie sich nach MEZ der Bereich T bei dem Übergang von West nach Ost vom Nachmittag in den Vormittag verschiebt, während der Bereich N in den Nachmittag rückt. Für Südafrika ist eine etwa symmetrische Lage zum Mittag vorhanden. An Stelle der schmalen ÜFBe der Westlinien in den Vormittagsstunden treten für die Ostlinien Ausfallzeiten des Verkehrs in den Nachtstunden durch Überschneidung der Grenzfrequenz- und Dämpfungskurven auf. Außerdem sieht man, daß auf den Südlinien die Grenzfrequenz- und Dämpfungsfrequenzkurven höher liegen als auf den nördlich verlaufenden Linien.

Handelt es sich nicht um feste Funklinien, sondern soll sich die Funkwettervorhersage auf „Versorgungsgebiete" eines Senders erstrecken, z. B. bei Kurzwellen-Rundfunksendungen oder beweglichen Funkdiensten usw., so verwendet man andere Darstellungen des Funkwetters, die diese Versorgungsgebiete unmittelbar kennzeichnen. Das Versorgungsgebiet (VG) liegt zwischen der toten Zone D_0 und der Reichweite D_r. Für die tote Zone gilt:

(8) $$D_0 = 2\,h'(f_G/Xf_{\perp G} - 1)^{1/2}, \text{ wobei}$$
$$X = M/(1 + (D/2h')^2)^{1/2} \text{ ist.}$$

Für „ebene" Erde (Entfernungen bis etwa 1000 km) ist $X \sim 1$. Die Formel für D_0 folgt dann unmittelbar aus Gl. 1 unter Zugrundelegung eines Dreieckssweges (h' = Höhe dieses „Übertragungsdreiecks"). X berücksichtigt in größeren Entfernungen die Erdkrümmung.

Bild 3 zeigt als Beispiel den Tagesgang der toten Zone, abgeleitet aus dem „senkrechten" Grenzfrequenzverlauf (Medianwert für Dezember bei hoher Sonnenaktivität) für eine Betriebsfrequenz von 10 MHz (ausgezogene Kurven). Die toten Zonen sind tagsüber kleiner als nachts. Es ist sowohl die E- als auch die F_2-Schicht berücksichtigt. Die E-Schicht ist nur am Tage gezeichnet, weil nachts die unregelmäßige abnormale E_s-Schichtbildung (sporadische E-Schicht) die überwiegende Rolle spielt.

Als Reichweite bezeichnet man die Entfernung, in der noch eine für den Empfang ausreichende Mindestfeldstärke auftritt. Sie läßt sich nach Gl. 3 und 4 ermitteln. In Bild 3 ist sie gezeichnet für 1 kW und 100 W Senderleistung bei 1 μV/m Mindestfeldstärke.

Aus den Gl. 3, 4, 5 folgt (mit 1 μV/m Mindestempfangsfeldstärke für f_D):

(9) $$< E > = (< E_0 > - < r_+ >) \cdot \alpha \quad \text{db über 1 } \mu\text{V/m}^5)$$
$$\alpha = 1 - (f_D + f_H \cos\vartheta/f + f_H \cos\vartheta)^2;\ E_0 = 3.10^5 \cdot \sqrt{W}\,.$$

α drückt die Frequenzabhängigkeit der ionosphärischen Dämpfung aus. Auf Grund dieser Formel kann man aus der f_D-Kurve des ÜFB in einfacher Weise auf Feldstärken beliebiger Frequenzen schließen, was für eine Darstellung des Funkwetters in Feldstärkediagrammen sehr praktisch ist. Die Kurven, die als Funktion der Entfernung mit der Frequenz als Parameter dargestellt sind, gelten als Medianwerte eines Tagesabschnittes. Bild 4 zeigt ein solches Diagramm, wie es für Prognosezwecke vom FTZ für niedrige Frequenzen (Grenzwellen) benutzt wird. Die gleichzeitige Eintragung der Bodenwellen läßt deren Einfluß auf die Empfangsfeldstärke erkennen (Interferenzzonen). Diese Darstellung des Funkwetters ist vorteilhaft, wenn man außer den toten Zonen

5) $< x > = 20 \log x$.

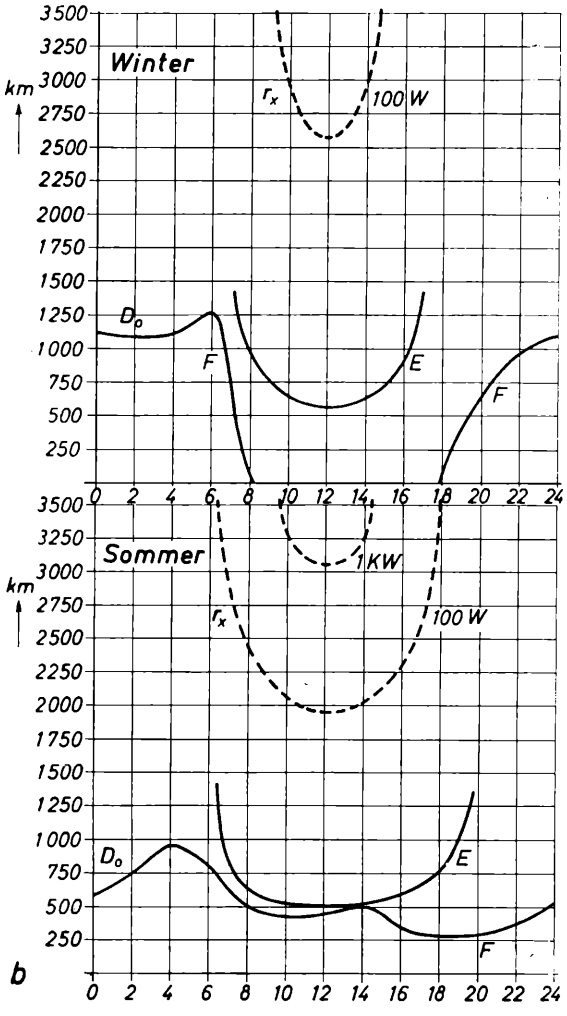


Bild 3. Das durch das Versorgungsgebiet VG $= r_x - D_0$ dargestellte Funkwetter

(die Kurven beginnen jeweils am Rande der toten Zonen) Reichweiten für beliebige Mindestfeldstärken als Funktion der Frequenz und die Interferenzschwundzonen ablesen will.

Nach vorstehender Darstellung müßte die Feldstärke im ÜFB von niedrigen Frequenzen nach höheren stetig steigen und an der Grenzfrequenz plötzlich absinken. Dieser Abfall erfolgt jedoch tatsächlich bereits von einem etwa 20 % unterhalb der Grenzfrequenz liegenden Wert ab. Er ist sicher nicht allein auf selektive Dämpfung zurückzuführen, sondern es spielt dabei der Streustrahlungseinfluß eine wesentliche Rolle. Man versteht darunter die Tatsache, daß durch Streuung der Strahlung an „Ionenwolken" des E-Gebietes (E_s-Schicht) und am Erdboden noch erheblich flachere Einfallswinkel in die F_2-Schicht zustande kommen, als es allein auf Grund der Erdkrümmung möglich wäre. Bild 5 zeigt den Verlauf der Empfangsfeldstärke Londoner Rundfunksender im 16 m- und 49 m-Band für die Zeit vom 5. August 1943 bis 31. August 1944, dargestellt durch 20tägige Mittelwerte. Man erkennt den gegenläufigen Charakter der beiden Kurven im Winter. Die Zunahme der Feldstärke im 49 m-

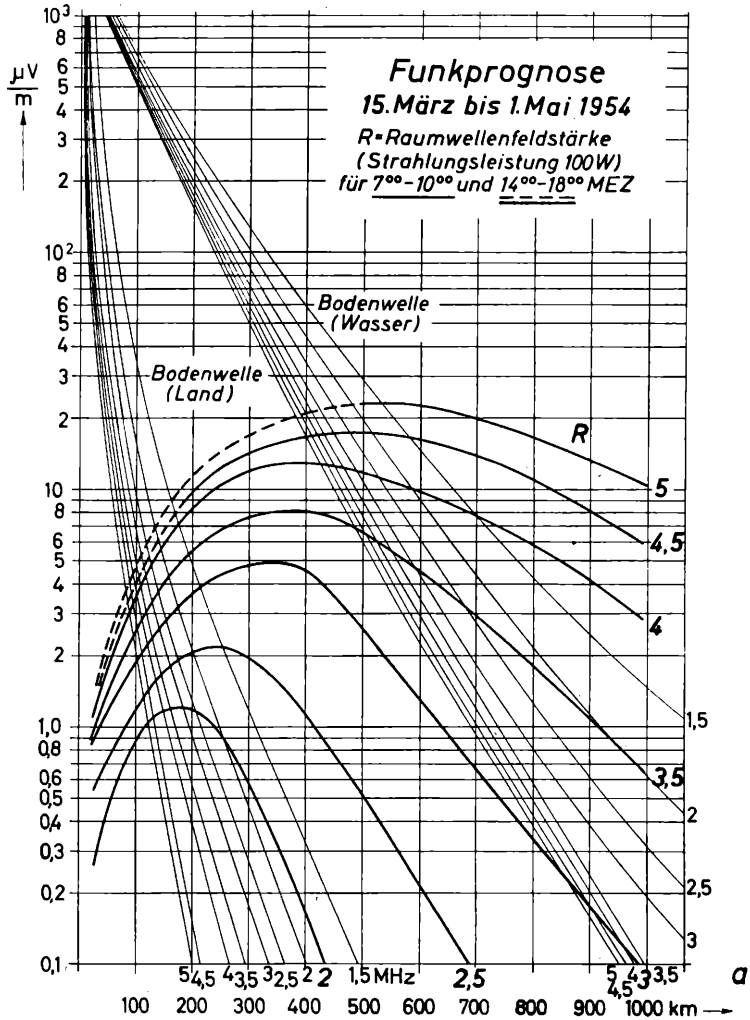


Bild 4. Feldstärkendarstellung des Funkwetters (Monats-Medianwerte für den angegebenen Tageszeitabschnitt in Abhängigkeit von der Entfernung)

Band entspricht der Abnahme der Dämpfung nach obigen Formeln (Gl. 3). Die Abnahme der Feldstärke im 16 m-Band, also auf Frequenzen in der Nähe der oberen Grenzfrequenz, zeigt den Rückgang des Streustrahlungseinflusses im Winter. Da der Wiederanstieg der Feldstärke im Mai mit dem Auftreten der stärkeren Meteorschwärme des Sommers beginnt, ist anzunehmen, daß die Streuung unter Mitwirkung der durch diese hervorgerufenen E_s-Schicht-Bildung zustande kommt. An diesem Beispiel sollte gezeigt werden, daß eine Feldstärkeberechnung nach obiger Formel nur möglich ist in dem Teil des ÜFB, in dem die Feldstärke nach niedrigen Frequenzen abnimmt, d. h. also etwa ab 20 % unter der Grenzfrequenz. Die Anwendung der Formeln ohne Rücksichtnahme auf die Grenzfrequenz führt zu Fehlschlüssen.

Die vorstehenden Ausführungen behandelten allgemein die Darstellung des Funkwetters durch Medianwerte, durch die der jeweilige Normalzustand des Funkwetters definiert ist. Es ist dies sozusagen die Großwetterlage, die

sich periodisch mit der Tages- und Jahreszeit und mit der Sonnenfleckenperiode abzeichnet. Medianwertkurven in den angegebenen drei Darstellungen werden auch für Prognosezwecke dieser langfristigen Änderungen benutzt [1—4, 9, 11].

Bild 5. Der unterschiedliche jahreszeitliche Verlauf der Feldstärke in der Nähe der Grenzfrequenz und auf weit unterhalb der Grenzfrequenz gelegenen Frequenzen. (Nach im Amt für Wellenausbreitung der früheren RPF, Außenstelle Bernried, durchgeführten Feldstärkemessungen Londoner Rundfunksender im Jahre 1944.)

III. Die tägliche Streuung der Funkwetterdaten gegenüber den Medianwerten

Wir betrachten jetzt den Momentanzustand des Funkwetters. Da alle Darstellungen sich aus den „senkrechten" Grenzfrequenzmessungen sowie aus Dämpfungsbeobachtungen ableiten lassen, wollen wir zunächst die Momentanwerte dieser beiden Daten näher erörtern. In Bild 6 sind in 2stündlichem Abstand die täglichen Werte der Grenzfrequenz der F_2-Schicht eingetragen für die Monate Mai 1952 (Bild 6a) und Mai 1954 (Bild 6b) nach Messungen der I-Station Lindau. Die Kurven stellen die Medianwerte der Monate dar. Die Kreuzchen in Bild 6a, die auf den in dem Punktfeld freien ungeraden Uhrzeiten eingetragen sind, zeigen die Lage der Grenzfrequenz an erdmagnetisch gestörten Zeiten. Im Mai 1952 war die Sonnenaktivität höher (Monatsmittel $\bar{R} = 22{,}9$) als im Mai 1954 ($\bar{R} = 0{,}7$). Die Streubreite der Tageswerte in bezug auf den Medianwert lag höher im Mai 1952 (± 20—$30\,\%$) im Vergleich zu Mai 1954 (ca. $\pm 20\,\%$). Außerdem sieht man, daß die Werte an erdmagnetisch gestörten Tagen fast alle unterhalb der Medianwert-Kurve liegen. Aus diesen Feststellungen ergibt sich schon die Ursache der täglichen Streuung. Die erdmagnetischen Störungen werden bekanntlich hervorgerufen durch einen von Aktivitätszentren der Sonne ausgehenden Korpuskelstrom, der die Erde beim Durchgang dieses mit der Sonnenrotation wandernden Gebietes durch den Zentralmeridian Sonne — Erde trifft. Die geladenen Teilchen werden unter

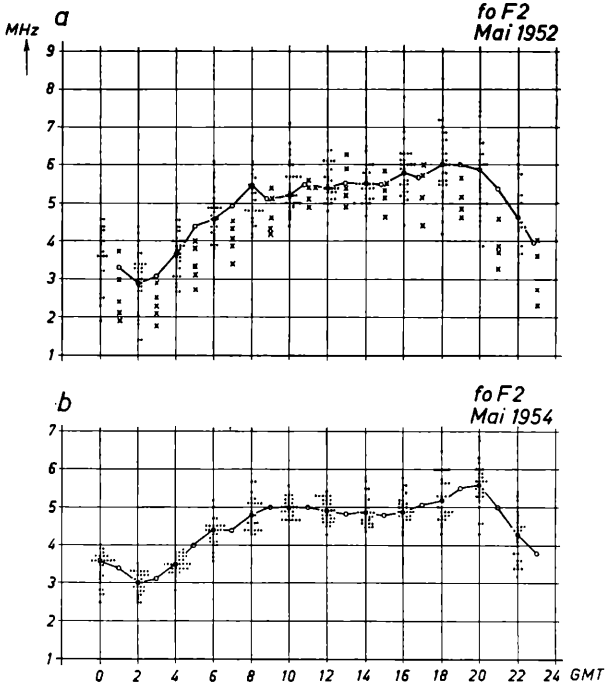


Bild 6. Die tägliche Streuung der Grenzfrequenz gegenüber dem monatlichen Medianwert nach Messungen der I-Station Lindau a) für Mai 1954, b) für Mai 1951

dem Einfluß des konstanten erdmagnetischen Feldes nach den Polen abgelenkt und erzeugen dort die bekannte Erscheinung des Polarlichtes. In der Ionosphäre treten dabei Ionisationsveränderungen mit Änderungen des normalen schichtmäßigen Aufbaues ein, die besonders stark sind in der Polarlichtzone, aber sich auch auf niedrigere Breiten auswirken. Die hierbei eintretende Grenzfrequenzverminderung der F_2-Schicht zeigt sich durch die unterhalb des Medianwertes liegenden Kreuzchen in Bild 6 a. Als Vorboten solcher Störungen treten z. T. besonders hohe Grenzfrequenzen auf (positive Phasen), was der Ausdehnung des Punktfeldes oberhalb der Medianwertkurve entspricht. Da im Sonnenfleckenmaximum die Zahl und Intensität der korpuskularen Störungen größer ist als im Minimum, ist auch die Streubreite im Mai 1952 größer als im Mai 1954.

Da die Grenzfrequenzen des Funkverkehrs sich aus den senkrecht gemessenen mit dem Umrechnungsfaktor M ableiten lassen, betrachten wir noch die tägliche Streuung des M-3000 Faktors in Bild 7 [a) Mai 1954 und b) Mai 1951] ebenfalls nach Messungen der I-Station Lindau. Man sieht zunächst, daß die M-Werte im Durchschnitt mit wachsender Sonnenaktivität kleiner werden, was einer Zunahme der Schichthöhe entspricht. Die Streubreite selbst, die zwischen ± 9—11 % liegt, zeigt nur eine geringe Änderung mit der Sonnenaktivität. Die Streuung der Grenzfrequenzen des UFB könnten dann maximal bei niedriger Sonnenaktivität etwa ± 30 % und bei höherer Aktivität etwa ± 40 % betragen, entsprechend den obigen Grenzfrequenzstreuungen für senkrechten Einfall. Die tägliche Streuung der toten Zone D_0 würde z. B. bei einem Medianwert von 1000 km ± 18—27 % Streuung auf Grund der Grenzfrequenzänderung und zusätzlich ± 19 % auf Grund der Schwankung von M ergeben.

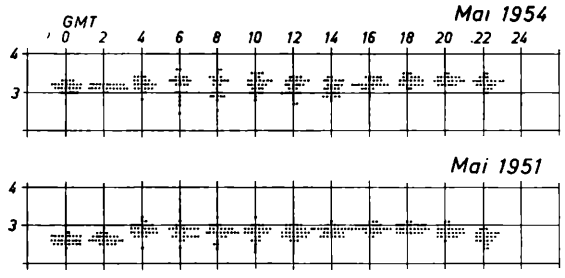


Bild 7. Monatspunktfelder des Umrechnungsfaktors M nach Messungen der I-Station Lindau

In Bild 8 ist ein Beispiel für tägliche Dämpfungsschwankungen wiedergegeben. Die Grundlage bilden Feldstärkemessungen des Senders Norddeich auf 2614 kHz in Lindau (Hannover) für den Monat Juni 1954. Rechts ist das Verhältnis E_x/E aufgetragen, wobei E_x die aus einer Senderleistung von 5 kW ohne Absorption errechnete Feldstärke ist, während E die tatsächlich gemes-

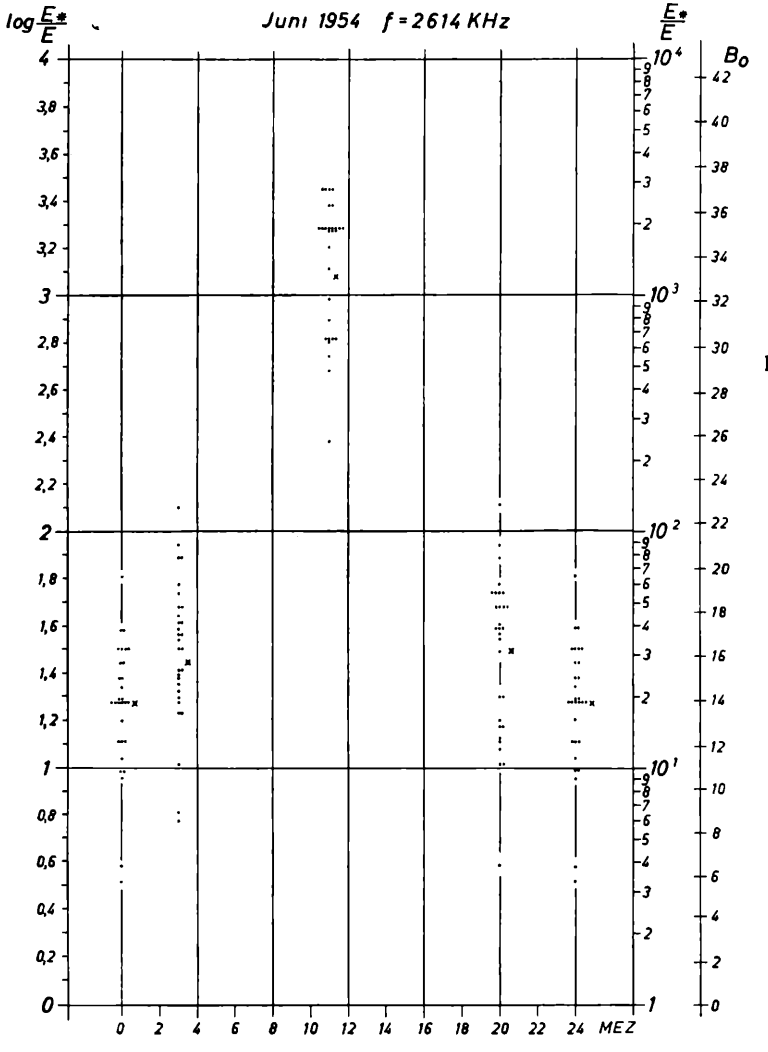


Bild 8. Tägliche Dämpfungsänderungen gegenüber dem monatlichen Medianwert nach Feldstärkemessungen der I-Station Lindau Sender Norddeich

sene darstellt. Links ist der Logarithmus dieses Wertes aufgetragen, der dem Dämpfungsfaktor entspricht. Die Messungen sind dargestellt zu den Zeiten 12 Uhr MEZ, 24 Uhr, Sonnenaufgang und Sonnenuntergang (ca. 3 Uhr und 20 Uhr). Mittags beträgt die Streubreite der täglichen Werte gegenüber dem durch Kreuz dargestellten Medianwert des Monats ca. ± 18 %, während die Streubreiten zu den anderen Zeiten ± 40—50 % ausmachen. Nachts geht hierbei sicher der Einfluß der Grenzfrequenz mit ein. Im Diagramm ist außerdem noch die Größe $B\ (N)$, errechnet nach Gl. 4, eingetragen, die die Änderungen der die Dämpfung erzeugenden Ionisation von Tag zu Tag ausdrückt. Die Streubreiten sind etwa die gleichen wie für den Faktor η. Durch Differentiation der Gl. 5 kann man errechnen, daß dem Mittagswert eine Streubreite von f_D von ca. ± 10 % entspricht. Nachts würde sich eine Streubreite bis zu ± 25 % ergeben, wobei allerdings dieses Verhalten nicht allein auf Dämpfungsschwankungen zurückzuführen ist. Für die Reichweite r_+ würde das nach Gl. 3 bei einer Entfernung von 1000 km ca. ± 180 km ausmachen, d. h. etwa ± 18 %.

IV. Funkwetterbeobachtungen

Wie sieht der kommerzielle Funkdienst nun diese kurzfristigen Veränderungen des Funkwetters? Betrachten wir zunächst Punkt-Punkt-Verbindungen, denen bestimmte Frequenzen zur Abwicklung des täglichen Verkehrs zugewiesen sind. Der zeitliche Ablauf des Betriebs auf einer Tagesfrequenz (z. B. 15 MHz) beginnt in der Nähe des Schnittpunktes der durch eine Gerade dargestellten Frequenzlinie mit dem Medianwert der ÜFB-Grenzfrequenz, wie in Bild 9 an einem Beispiel einer ÜFB-Prognose für Mai 1952 dargestellt ist.

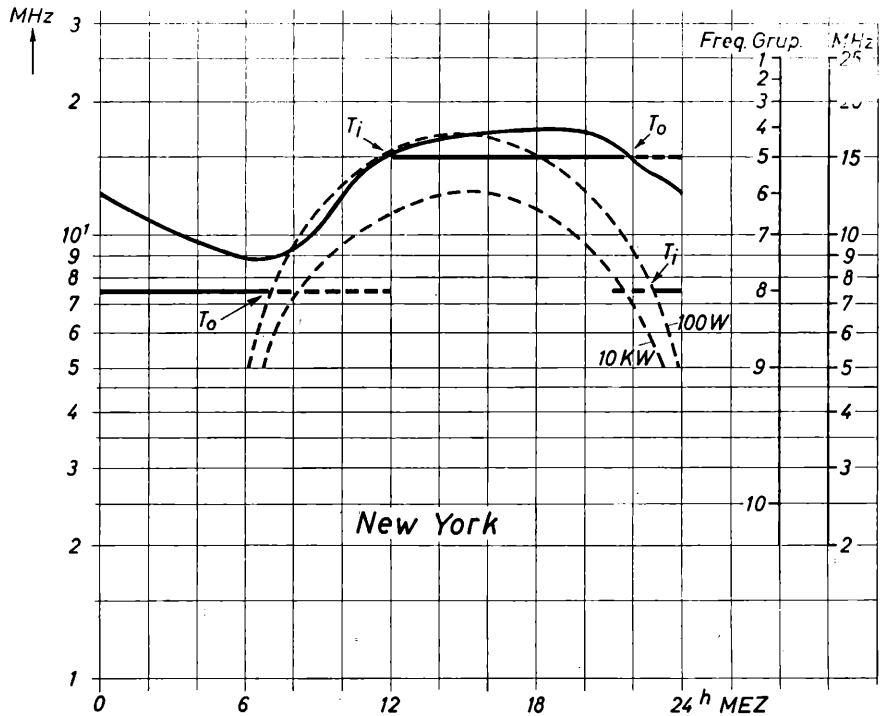


Bild 9. Das Einsetzen („intime" T_i) und das Aussetzen („outtime" T_0) einer Verbindung im Vergleich zum Übertragungsfrequenzbereich

Entsprechend der Dämpfungskurve nimmt die Feldstärke bis etwa 15 Uhr ab, um dann nach 18 Uhr stark anzusteigen. Bei dem Schnittpunkt mit der abends fallenden Grenzfrequenzkurve sollte sie dann wieder aussetzen. Die Strichelung soll andeuten, daß dieser Punkt unscharf definiert ist und daß es Tage gibt, an denen diese Frequenz noch länger betriebsfähig ist. Man könnte vermuten, daß dies besonders an guten Tagen der Fall wäre. Dem ist jedoch nicht immer so. Es gibt Störungstage, an denen die Brauchbarkeit einer Frequenz über die normale „outtime" (T_a) (englische Bezeichnung für das ausbreitungsmäßig bedingte Aussetzen einer Betriebsfrequenz im Gegensatz zu ihrem Beginn, der „intime" (T_i)) wesentlich hinausgeht. Um ein Beispiel hierfür zu sehen, braucht man nur, da sich die Grenzfrequenz einer Funklinie aus den einzelnen umgerechneten „senkrechten" Grenzfrequenzen der I-Stationen zusammensetzt, die letzteren zu betrachten. Bild 10 zeigt nach Messungen der I-Station Lindau im Vergleich zum Medianwert für November 1953 zwei einzelne Tageskurven der Grenzfrequenz für den 12. und 13. November. Der

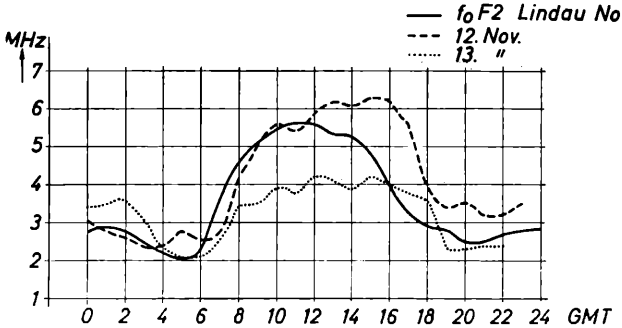


Bild 10. Der Grenzfrequenzverlauf an einem Tag mit „positiver Phase" und an dem darauffolgenden Störungstag im Vergleich zum Medianwert des Monats nach Messungen der I-Station Lindau

12. stellt eine ausgeprägte positive Phase der Grenzfrequenz dar. Man erkennt, daß hier T_a für 3,5 MHz (entsprechend ca. 10 MHz für den 3000 km Sprung) etwa 2 Stunden später liegt als bei der Medianwertkurve. Der 13. ist der durch die positive Phase angekündigte Störungstag. Das Maximum der Grenzfrequenz sinkt um ca. 3 MHz ab, aber trotzdem ist T_a in bezug auf die Medianwertkurve noch um ca. 2 Stunden verlängert. Die Schwankung des Mittagswertes der Grenzfrequenz wirkt sich also nicht regelmäßig in gleicher Weise auf die Einsatzdauer einer festen Frequenz aus. Bild 11 zeigt in einer Punktfelddarstellung den Zusammenhang zwischen T_i bzw. T_a für senkrechten Einfall mit der

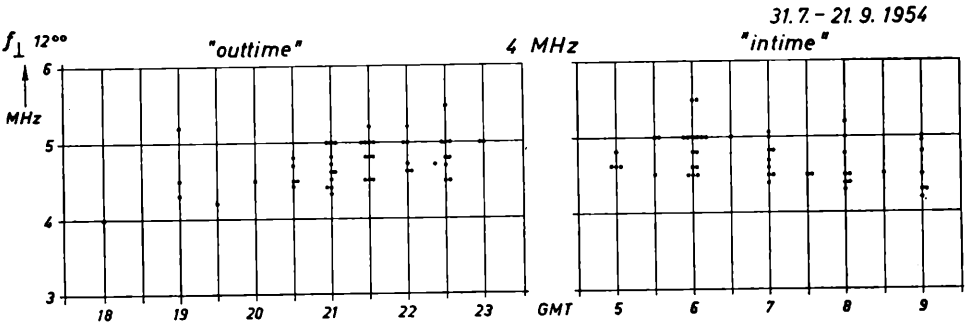


Bild 11. Der Zusammenhang zwischen der „intime" T_i bzw. der „outtime" T_o und dem 12-Uhr-Wert $f_{\perp 12^{00}}$ in Punktfelddarstellung

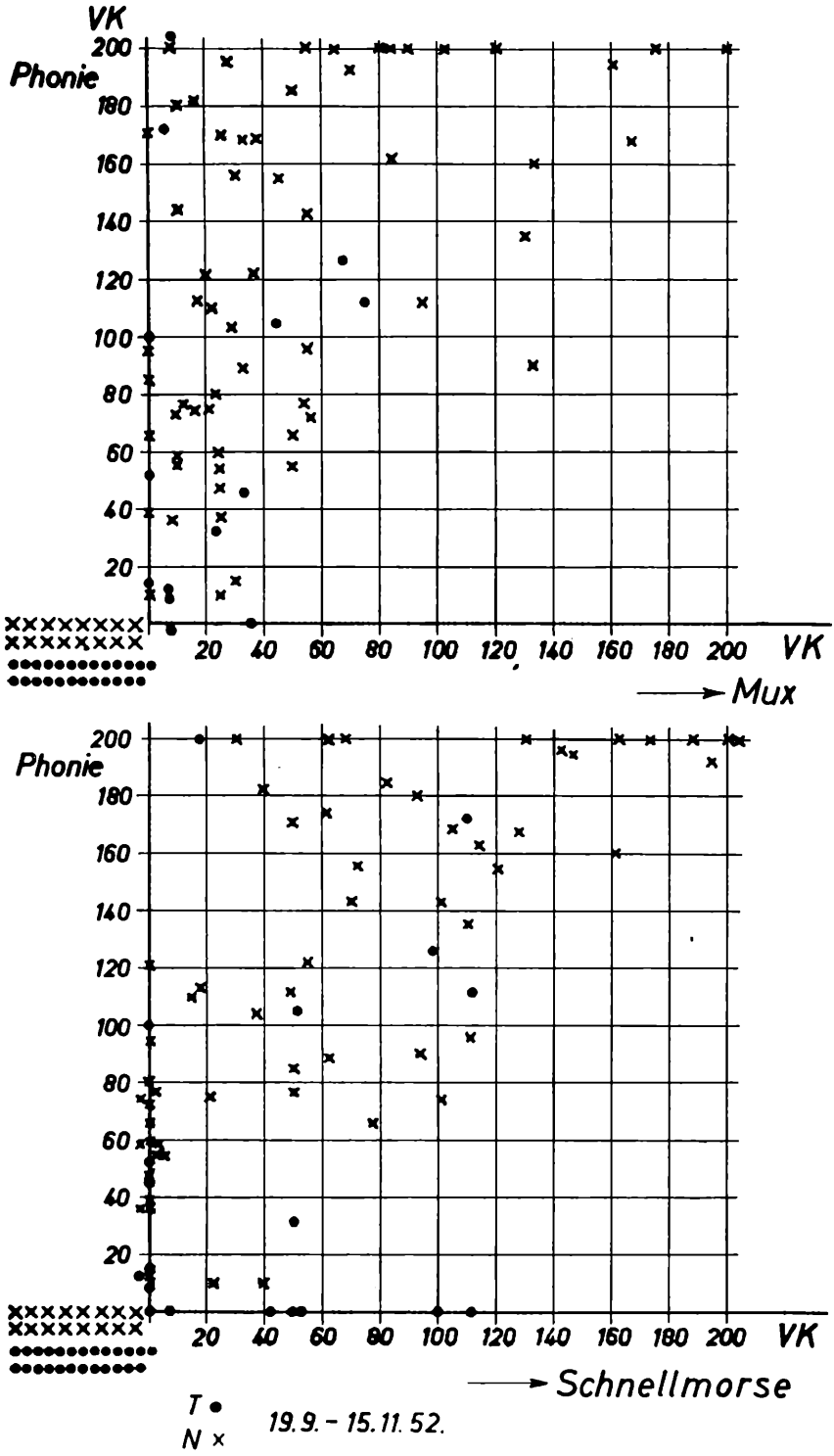


Bild 12. a) Vergleich der Empfangsgüte von Telephonie und MUX-Telegraphie auf Grund einer abgeleiteten Verkehrskennziffer VK (MUX-Telegraphie siehe Anmerkung [6]) S. 16)

12 Uhr-Grenzfrequenz. Man erkennt zwar, daß im Durchschnitt die Übertragungszeit einer „senkrechten" Frequenz von 4 MHz mit wachsender Mittagsfrequenz zunimmt, daß aber in den einzelnen Werten erhebliche zeitliche Streuungen auftreten. So schwankt bei einer 10%igen Streuung der Grenzfrequenz die T_a um ca. 2,5 Stunden, die T_i um ca. 3 Stunden. Es ist deshalb nicht möglich, Statistiken des Funkwetters allein auf die Hörbarkeitszeit T_i—T_a aufzubauen, da hierdurch die Veränderungen der Grenzfrequenz nicht sicher erfaßt werden. Ähnliches gilt auch für die Dämpfung. Eine genauere Festlegung der T_i bzw. T_a in bezug auf die Dämpfung (in Bild 9 7,5 MHz) ist wegen des langsamen Feldstärkeanstiegs schwierig, da hier der atmosphärische Störpegel und die Betriebsart eine wesentliche Rolle spielen.

Bessere Möglichkeiten ergeben sich schon, wenn man die Feldstärkeschwankungen berücksichtigt und den prozentualen Anteil der betrieblichen Verschlechterung der Bedingungen in bezug auf die gesamte Übertragungszeit betrachtet. Bezeichnet man mit a gute, b mäßige und c schlechte Betriebszeiten, so gibt das Verhältnis $VK = (b + 2c)/(a + b + c)$ den jeweiligen Verschlechterungsgrad an (2 als Gewichtsfaktor für starke Verschlechterung). Bild 12a zeigt diesen auch als Verkehrskennziffer VK bezeichneten Wert in einer Vergleichstatistik von Telephonieverkehr und MUX[6])-Telegraphieverkehr. Man sieht, daß die größeren Werte sämtlich auf der Seite des Phonieverkehrs liegen, der wesentlich störungsanfälliger ist. Die Werte gruppieren sich jedoch auch nicht annähernd um eine Gerade, wie es sein müßte, wenn ein fester Zusammenhang bestünde, sondern streuen im gesamten Intervall. Bild 12b zeigt den Zusammenhang zwischen MUX-Telegraphie und Schnellmorse. Man erkennt eine ziemlich breite Streuwolke, die sich für mittlere Werte (mittlere Störungen) mehr nach der Seite des Schnellmorse neigt, was besagt, daß das MUX-Verfahren für mittlere Störungen weniger anfällig ist.

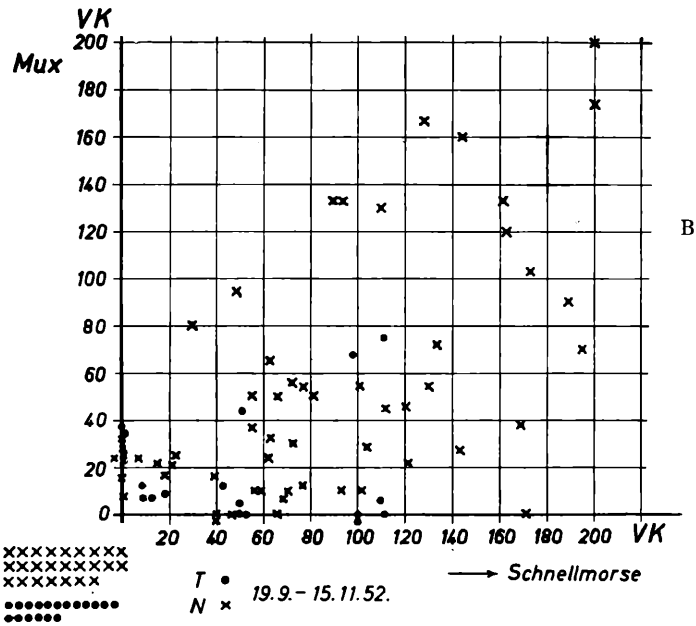


Bild 12. b) Vergleich der Empfangsgüte von gewöhnlicher Schnellmorse-Telegraphie und MUX-Telegraphie auf Grund der VK

6) MUX-Multiplex-Telegraphie-Vielkanal-Zeitfolgesystem mit automatischer Fehlerkorrektur durch Wiederholung falsch empfangener Zeichen.

Im ganzen gesehen gibt die Darstellung durch Betriebsangaben fester Funkdienste kein sehr klares Bild. Die Gründe liegen erstens in der Benutzung nur einiger weniger Frequenzen, aus denen die Frequenzabhängigkeit des Funkwetters nicht hinreichend ersichtlich ist. Weiterhin ist in den Betriebsangaben noch die Beeinflussung durch Störungen fremder Sender und durch atmosphärische Störungen mitenthalten, wofür besonders der Telephoniebetrieb sehr empfindlich ist. Im Vergleich zu den Betriebsangaben kommerzieller Funkstellen mit Punkt-Punkt-Verbindung erhält man ein umfassen-

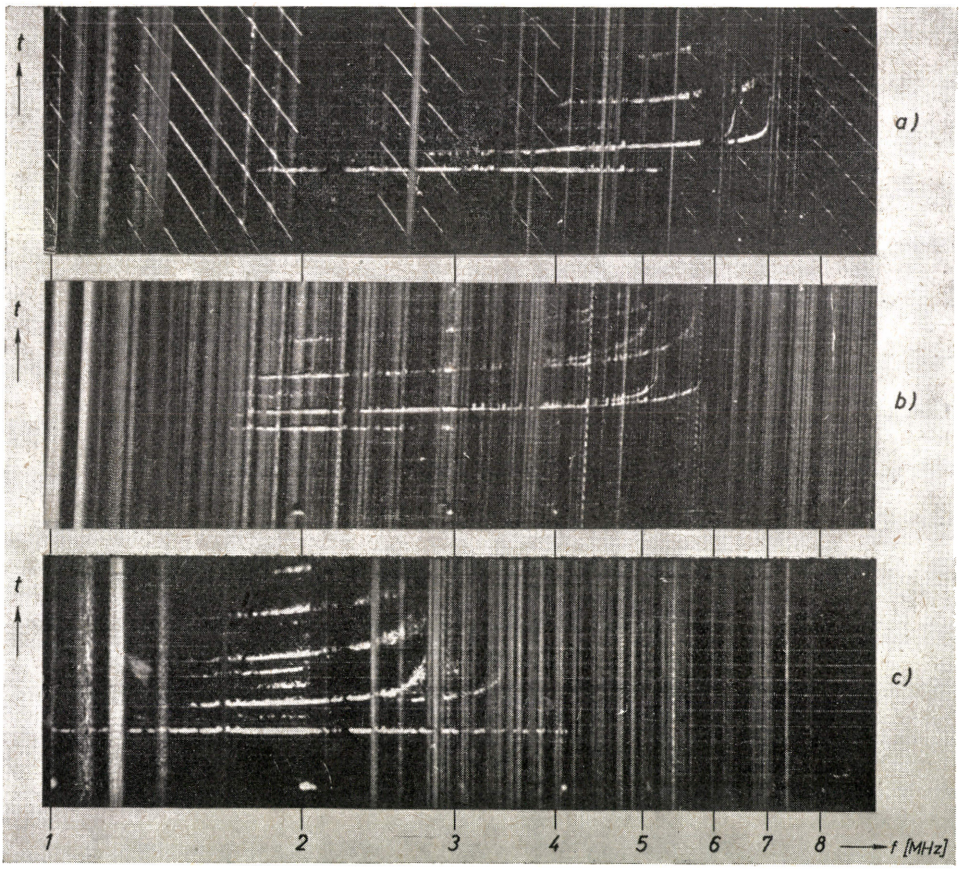


Bild 13. Beispiel einer „Ferndurchdrehaufnahme", registriert mit einem Gerät des Instituts für Ionosphärenforschung Lindau während gemeinsamer Versuche mit dem FTZ. Die gemessenen Kurven zeigen die Abhängigkeit der Laufzeiten t (Ordinate) von der Frequenz f (Abzisse), ferner Mehrfachwege, Grenzfrequenzen und Dämpfung. (Die Abstimmsynchronisierung und die Synchronisierung der Impulsfolge zwischen dem in Lindau arbeitenden Sender und dem im FTZ Darmstadt aufgestellten Empfänger erfolgte mittels Quarzuhr. Niedrigste Frequenz nachts 1 MHz, am Tage zur Vermeidung von Rundfunkstörungen 1,7 MHz.) a) 11^{00} MEZ (25. 10. 52), kleinste Laufzeit: E- bzw. E_s-Reflexion bis 5 MHz (unterste Reflexionsspur), darüber ab 2,8 MHz F_2-Reflexion, ab 4 MHz $2 \times F_2$, ab 4,8 MHz $3 \times F_2$-Reflexion, d. h. zeitliches Nacheinander-Einsetzen der Mehrfach-F_2-Reflexionen läßt die mit wachsender Frequenz abnehmende Dämpfung erkennen. F_2-Grenzfrequenz 7 MHz (außerordentliche Komponente, ordentliche etwa 1,7 MHz niedriger). b) 18^{30} MEZ, $3 \times F_2$-Reflexion bereits ab 1,8 MHz, d. h. geringere Dämpfung als unter Mittag im Bild a); Grenzfrequenzen niedriger als mittags: E-Reflexion 2,7 MHz, F_2-Reflexion 5,5 MHz. c) 02^{00} MEZ, F_2-Reflexionen zwischen 1,4 und 3,3 MHz, d. h. abnehmende Grenzfrequenz und Dämpfung E_s-Reflexion bis 4 MHz.

deres Bild des Funkwetters aus den Beobachtungen der Seefunkstellen, die eine viel größere Frequenz- und Richtungsübersicht haben auf Grund ihrer auf der ganzen Erde möglichen Schiffsverbindungen. Gewisse Unsicherheiten ergeben sich aus den relativ geringen Sendeleistungen der Schiffsstationen.

Die beste und umfassendste Möglichkeit der Beobachtung des Funkwetters ist eine Messung der Empfangsfeldstärke im ganzen ÜFB einer Funklinie. Man kann nach der Impulsmethode den gesamten Frequenzbereich in gewissen Abständen abtasten und erhält dabei nicht nur eine Feldstärkeübersicht, sondern auch eine Kenntnis der Ausbreitungswege. In dieser Richtung arbeitet das Institut für Ionosphärenforschung, das eine Reihe solcher „Ferndurchdreh"-Impuls-Geräte mit Quarzuhrsynchronisierung gebaut hat [5]. Bild 13 zeigt ein Beispiel einer Ferndurchdrehaufnahme. Eine andere einfachere Möglichkeit, sich eine umfassendere Kenntnis des Funkwetters zu verschaffen, ist die Beobachtung des ÜFB auf Grund von Feldstärkemessungen von an einem Endpunkt der Funklinie stehenden Sendern, die frequenzmäßig in gewissen Abständen den ganzen ÜFB überdecken. Eine solche Möglichkeit findet sich bisher nur bei den „Normalfrequenzsendern", die gleichzeitig auf den Frequenzen 2,5; 5; 10; 15; 20; 25; 30 MHz strahlen. Während früher der USA-Normalfrequenzsender in Beltsville bei Washington WWV allein hier hörbar war, abgesehen von dem sehr viel schwächeren WWVh auf Hawai, sind heute in Europa mehrere Normalfrequenzsender auf den niedrigen Frequenzen ab 10 MHz gleichzeitig hörbar, so daß sie einzeln nur in kurzen vereinbarten Abschaltpausen empfangen werden können. Dieses erschwert selbstverständlich die Beobachtung und macht sie zeitweise fragwürdig bzw. unmöglich, wenn gerade andere Störer in der kurzen Abschaltzeit auftauchen. Bild 14 zeigt einwandfreie Beobachtungsergebnisse der WWV-Sender aus dem Jahre 1949. Die

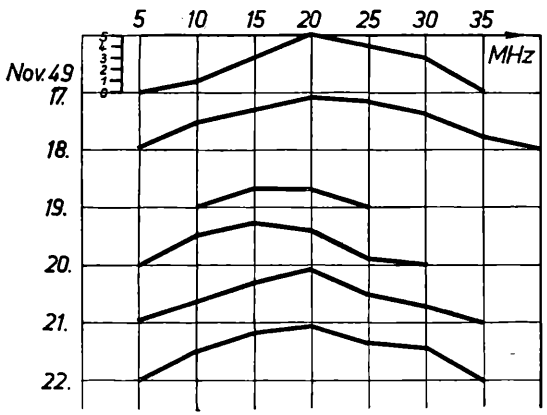


Bild 14. Der Übertragungsfrequenzbereich nach WWV-Beobachtungen der Funkkontroll-Meßstelle München

aus den Beobachtungen um 14 und 17 Uhr gemittelten Lautstärken (QSA-Werte) auf den einzelnen Frequenzen sind durch Gerade verbunden (Tageshöchstwerte des ÜFB). Man sieht, daß die Feldstärke von niedrigen Frequenzen bis zu einem Maximum ansteigt und nach höheren Frequenzen wieder abfällt. In der Zeit vom 17. bis 22. November erkennen wir eine starke Störung am 19., die sich sowohl grenzfrequenzmäßig als auch dämpfungsmäßig auswirkte. Nach der Störung liegt am 20. das Maximum bei der niedrigeren Frequenz 15 MHz, während es am folgenden Tage wieder mit zunehmender Grenzfrequenz auf 20 MHz vorrückt. Nachteilig ist der relativ große Frequenzabstand. Die untere und obere Grenze des so beobachteten ÜFB ist um 5 MHz unsicher. Außerdem bestehen erhebliche Leistungsunterschiede.

Abgesehen von dem WWV-Sender ist eine andere Punkt-Punkt-Verbindung in dieser Weise nicht beobachtbar, da nicht genügend gleichzeitig arbeitende Sender mit Frequenzen, die den möglichen ÜFB überdecken, an einem Ort zur Verfügung stehen. Man ist deshalb notgedrungen dazu übergegangen, in einem größeren Entfernungs- und Richtungsintervall liegende Sender gleichzeitig zu beobachten, um Angaben über die Funkwettergüte zu erhalten. Bild 15 zeigt Beispiele solcher Beobachtungen, die im Januar 1944 auf der Hauptfunkstelle Norddeich durchgeführt wurden, und zwar a) für Nordamerika, b) für Südamerika. Als Ordinate ist die Frequenz, als Abszisse die Tageszeit aufgetragen. Die Lautstärke ist durch die Punktdichte angedeutet. Es ergeben sich für das Beobachtungsprogramm ebenfalls obere und untere Frequenzgrenzen, die allerdings nicht einem definierten Ortspunkt, z. B. dem

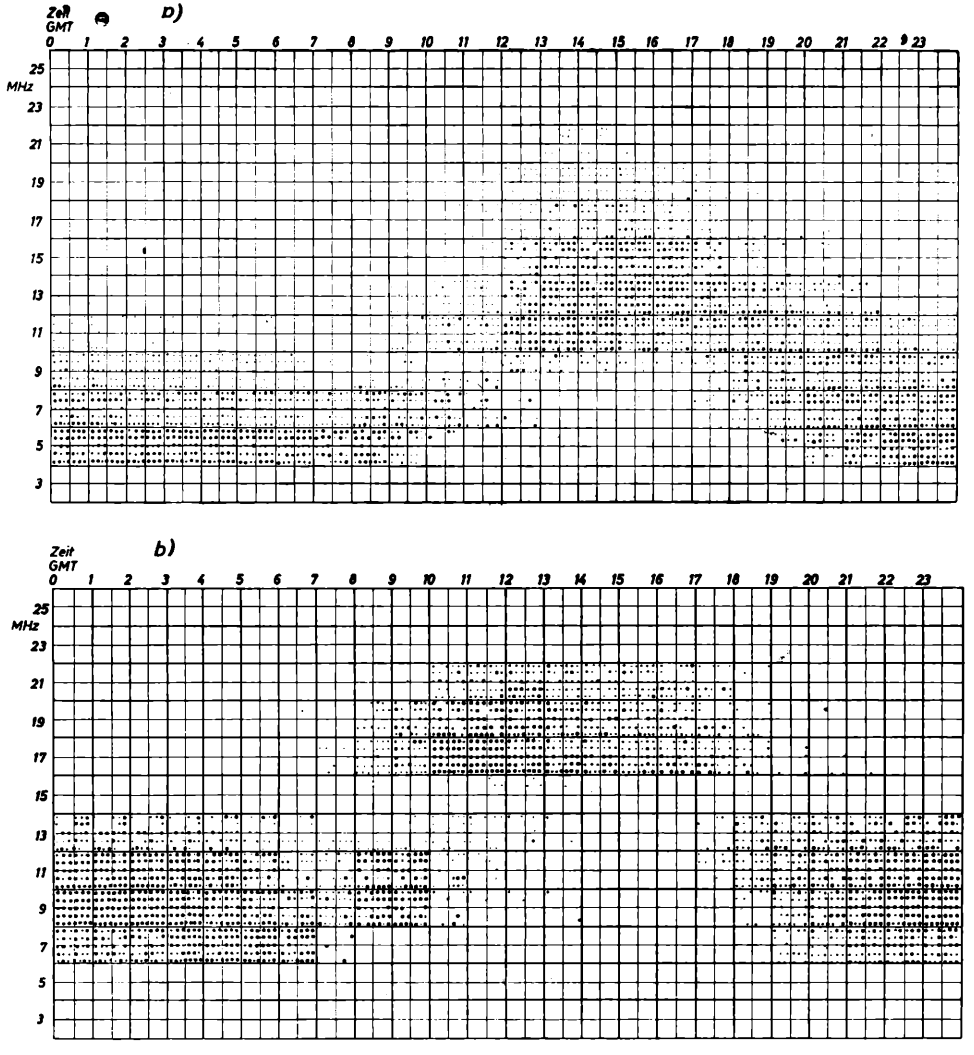


Bild 15. Gebiets-ÜFB-Beobachtungen der Hauptfunkstelle Norddeich a) für Nordamerika, b) für Südamerika (Januar 1944, Sonnenfleckenminimum)

Mittelpunkt des betreffenden Gebietes entsprechen. Bild 16a zeigt an einem Beispiel die Verteilung der Sender in einem solchen Beobachtungsfeld. In der Karte von Südamerika (Bild 16b) sind die ungefähren Standorte der beteiligten Sender durch römische Zahlen gekennzeichnet. An Stelle der Lautstärken sind in dem Beobachtungsschema von Bild 16b diese Standortzahlen eingetragen. Man sieht, wie sich die resultierende obere und untere Frequenz-

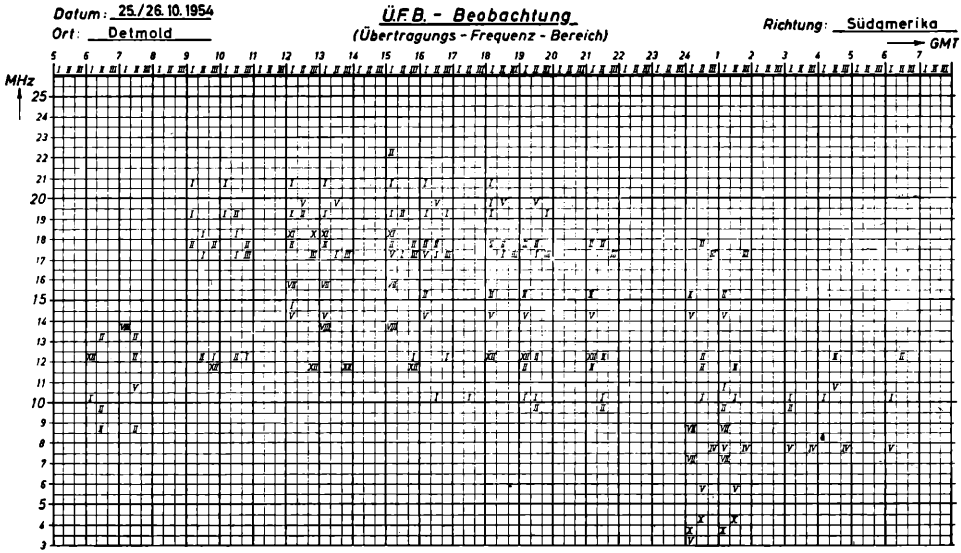


Bild 16. Zur Entstehung des Beobachtungsfeldes eines Gebiets-ÜFB. a) Verteilung der Standorte der Sender im Beobachtungsblatt für Südamerika

Bild 16. b) Die Standorte der beobachteten Sender für Südamerika

grenze stückweise aus den Beobachtungen der verschiedensten Standorte zusammensetzt. Während in dem ÜFB von WWV die Feldstärken einen stetig

steigenden und nach Überschreitung eines Maximums wieder stetig fallenden Verlauf zeigten, ist die Feldstärkeverteilung in einem solchen Gebiets-ÜFB keine stetige Funktion mehr, da die Strahlungsleistungen und die Entfernungen sowie die Grenzfrequenzen der einzelnen Sender sehr verschieden sind. In Bild 15 ist dies deutlich in der Punktdickeverteilung zu sehen. Zum Unterschied von den für Punkt-Punkt-Verbindungen definierten Grenz- und Dämpfungsfrequenzkurven wollen wir diese über ein größeres Gebiet sich erstreckenden und sich aus einem bestimmten Beobachtungsplan ergebenden Frequenzgrenzen als Quasi-Grenzfrequenz bzw. Quasi-Dämpfungsfrequenz bezeichnen. Da sie mit dem Beobachtungsplan veränderlich sind, eignen sie sich nicht zur Ablesung einer für dieses Gebiet charakteristischen Grenzfrequenz bzw. Dämpfungsfrequenz. Ihre Bedeutung liegt vielmehr darin, daß sie Schwankungen der Grenzfrequenz und der Dämpfung für das betreffende Richtungs- und Entfernungsintervall erkennen lassen, aus denen man statistisch durch Bildung von Kennziffern die Funkwettergüte ableiten kann, wie wir im folgenden sehen werden. Bild 17 zeigt ein Beispiel für die monatliche Streuung der Stundenwerte eines Gebiets-ÜFB.

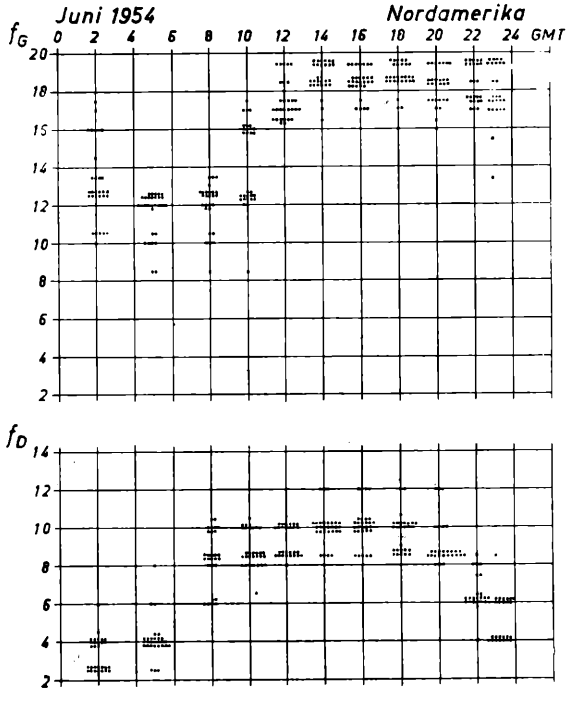


Bild 17. Tägliche Streuung der Grenzen eines Gebiets-ÜFB

V. Die Kennzeichnung des Funkwetters durch Güteziffern

Man benutzt heute für die Vorhersagen kurzfristiger Änderungen des Funkwetters Güteziffern mit verschiedenen Abstufungen. Solche Ziffern verbreitet das Bureau of Standards regelmäßig in seinen Normalfrequenzsendungen WWV. Das FTZ verwendet für seine Tages- und Wochenprognosen folgende fünfstufige Skala:

5 sehr gut (übernormal)
4 gut (normal, entsprechend dem jeweiligen Normalzustand)
3 mäßig
2 schlecht
1 sehr schlecht.

Bei einem Vergleich der Prognosen mit den tatsächlichen Bedingungen ergeben sich insofern Schwierigkeiten, als von verschiedenen Beobachtern das Funkwetter in verschiedener Weise in diese Skala eingestuft wird [6]. Dies ist nicht überraschend, da — wie schon mehrfach erwähnt — die Güte einer Funkverbindung von der Frequenz, der Richtung und der Entfernung abhängig ist. Dazu kommt, daß über einen gewissen Zeitraum (z. B. einen Tag oder Halbtag) ein Mittelwert der Güte angegeben werden soll. Außerdem soll sich die Gütedefinition relativ auf den langsam veränderlichen „Normalzustand" beziehen. Aus diesen Gründen erfolgt die Beurteilung von den einzelnen Beobachtern sehr subjektiv und unterschiedlich an den einzelnen Tagen. Deshalb wird vom FTZ zur Kennzeichnung des Funkwetters nach einem Vorschlag des Verfassers eine aus ÜFB-Beobachtungen auf einheitlicher, d. h. physikalischer Grundlage abgeleitete „Bandkennziffer" des Funkwetters benutzt, und zwar erfolgt die Ableitung nach folgender Formel [7—9, 11]:

(10) $$BK_t = (\bar{E}_l\,(\Delta f + 1))_t\,.$$

Δf ist die Breite des ÜFB $= f_G - f_D$ zur Zeit t in MHz. $\bar{E}_l$ ist die mittlere logarithmische Feldstärke des ÜFB, die etwa der Lautstärkeskala entspricht. Sie hat für 1 μV/m Dämpfungsgrenze im Mittel im ÜFB theoretisch folgenden Wert:

(11) $$\bar{E}_l = \overline{\log E} \sim 1/(f_G - f_D)\int_{f_D}^{f_G} \alpha\,df = 1 - f_D/f_G = \Delta f/f_G$$

E_l wäre hiernach proportional der Breite Δf und umgekehrt proportional f_G, d. h. bei gleicher ÜFB-Breite würde in höherer Frequenzlage der mittlere Feldstärkewert niedriger sein. Unter Berücksichtigung des tatsächlichen Feldstärkeabfalls von einem etwa 20 %igen Wert unterhalb der Grenzfrequenz nach höheren Frequenzen bei Einbeziehung der Streustrahlung ist eine Proportionalität zur Breite des ÜFB nicht mehr gegeben. Es kann durchaus in einem breiten ÜFB die mittlere Feldstärke kleiner sein als in einem schmäleren. Aus diesem Grunde ist die Zusammenfassung beider Werte, nämlich der ÜFB-Breite und seiner mittleren Feldstärke, erforderlich. Dazu kommt, daß die Dynamik einer durch die untere Frequenzgrenze schon gekennzeichneten Dämpfungsschwankung u. U. durch Hinzunahme des Feldstärkemittels erheblich erhöht wird. Zwei Bedingungen kennzeichnen also gutes Funkwetter, nämlich erstens: ein breiter ÜFB, weil um so mehr Frequenzkanäle mit ausreichendem Sicherheitsabstand von den Grenzen des ÜFB arbeiten können, und zweitens: eine gute Feldstärke, die zur Aufrechterhaltung des Betriebes erforderlich ist.

Die mittlere Lautstärke (logarithmische Feldstärke) des ÜFB zur Zeit t errechnet sich nach:

(12) $$\bar{E}_{lt} = 1/v \cdot \sum_{i=1}^{v} E_i\,.$$

E_i sind die Lautstärken der Sender zur Zeit t, v ihre Anzahl.

Die Grundlage für die Ableitung der BK bilden die in Abschnitt III. geschilderten ÜFB-Beobachtungen. In den WWV-Beobachtungen wird die mehr oder weniger sprunghaft sich ändernde ÜFB-Breite durch die Produktbildung mit der mittleren Feldstärke zu einer stetig sich ändernden Kennziffer. Bevor die nächste Stufe der Frequenzskala erreicht wird, bereiten Feldstärkeänderungen diesen Vorgang vor. Außer den WWV-Beobachtungen sind auch die Gebiets-ÜFB-Beobachtungen verwendbar, weil die BK nicht Absolutwerte, sondern lediglich zeitliche Schwankungen des Funkwetters ausdrücken sollen. Die Forderung, die Kennziffer relativ auf den Normalzustand zu beziehen, wird dadurch erfüllt, daß eine „relative BK" in folgender Weise gebildet wird:

$$BK_r = BK/\overline{BK}_{(Rot)}, \tag{13}$$

wobei unter $BK_{(Rot)}$ der gleitende Mittelwert von 27 Tagen (= einer Sonnenrotation) verstanden wird. Soll die Kennziffer das Funkwetter eines bestimmten Zeitraumes, z. B. eines Tages oder Halbtages, ausdrücken, so geschieht dieses durch Bildung des Mittelwertes $\overline{BK}$ aus den Momentanwerten BK_t.

In Bild 18 wird die Bildung der BK-Ziffern an Beispielen erläutert. In Bild 18a ist für den 3./4. Juni 1953 als Ergebnis einer Gebiets-ÜFB-Beobachtung für die Richtung Westdeutschland — USA der Tagesgang der Quasi-Grenz- und -Dämpfungsfrequenz f_G bzw. f_D gezeichnet (gestrichelte Kurven). Außerdem ist der Tagesverlauf der mittleren Lautstärke $\overline{E}_t$ eingetragen (s. Gl. 9). Man sieht, daß die Breite des ÜFB nicht mit dem $\overline{E}_t$-Verlauf parallel geht. Maxima von E_t treten um 18 Uhr und 2 Uhr GMT auf. Die maximale Breite des ÜFB von 10 MHz wird um 16 und 22 Uhr GMT erreicht. Nach Gl. 7 erhält man die in Bild 18a ausgezogene BK-Kurve. Sie hat drei Minima, nämlich das erste um 14 Uhr GMT, hervorgerufen durch schmale Bandbreite (überwiegende Tagesdämpfung), das zweite um 20 Uhr, bewirkt durch Absinken von $\overline{E}_t$ (Schwierigkeiten beim Übergang von Tages- zu Nachtwellen; bei absinkender Grenzfrequenz noch überwiegende Tagesdämpfung) und als drittes den Abfall der Güte im Laufe der Nacht bis 8 Uhr früh, bewirkt durch abnehmende Grenzfrequenz und beginnende Tagesdämpfung. Das Optimum der Übertragungsgüte liegt dabei zwischen 16 und 18 Uhr und 22 bis 2 Uhr GMT.

In Bild 18b ist der Mittelwert des Tagesganges der BK für die Richtung USA der Sonnenrotation Nr. 1653 (24. 3. bis 19. 4. 1954) dargestellt (Kurve α). An Stelle des ersten Minimums zeigt sich um 14 Uhr die beginnende Tagesdämpfung nur durch eine Abflachung des Kurvenanstieges an, während das zweite Minimum wieder deutlich sichtbar ist. Drei aufeinanderfolgende Tage dieser Sonnenrotation werden mit der Mittelwertskurve verglichen (Kurven β bis δ; β beginnt erst um 21 Uhr). Bezieht man die Werte der einzelnen Tageskurven auf die Mittelwerts-Kurve der laufenden Rotation, so erhält man nach Gl. 10 die relative Bandkennziffer BK_r, deren Verlauf in Bild 18c gezeigt ist. Kurve β zeigt eine Nacht mit einer positiven Phase — d. h. mit übernormalen Bedingungen (BK_r erheblich größer als 1; $BK_r = 1$ würde der mittleren Funkwettergüte der Rotation entsprechen) —, die sich in der Kurve γ am folgenden Tage fortsetzt. In der folgenden Nacht tritt die durch die positive Phase angekündigte Störung ein (BK_r erheblich unter 1), die sich am folgenden Tage (Kurve δ) tagsüber fortsetzt, während in der darauffolgenden Nacht die Störung abklingt, d. h. wieder BK_r-Werte größer als 1 auftreten. Diesen geschilderten Verlauf kann man durch die Mittelwerte des Tages- (T) und Nacht- (N)-Zeitabschnittes $\overline{BK}_r$ ausdrücken, die an den Kurven in Bild 18c vermerkt sind und deren zeitlicher Verlauf in Bild 18e (oberer Teil) dargestellt ist.

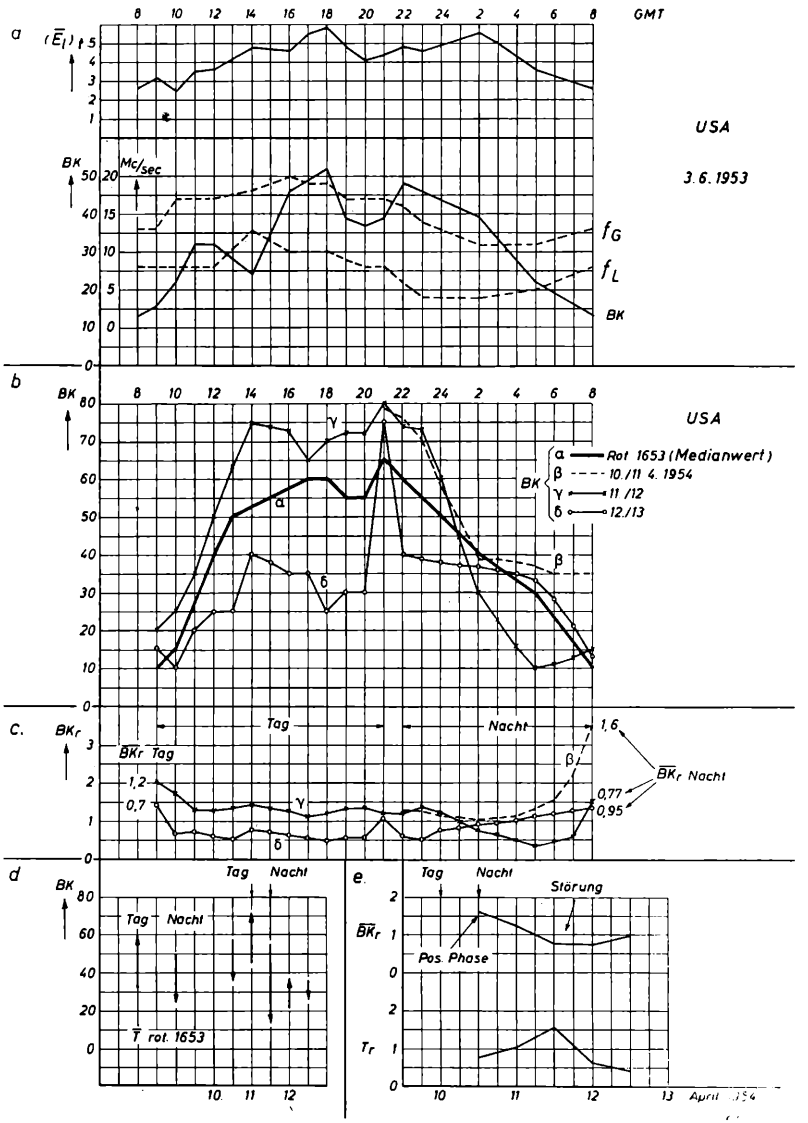


Bild 18. Kennzeichnung kurzfristiger Änderungen des Funkwetters. a) Tagesgang der Funkwettergüte, dargestellt durch die „Bandkennziffer" BK; b) Tagesgänge der Funkwettergüte BK verglichen mit dem Medianwert einer Sonnenration; c) auf den Normalzustand (Medianwert) bezogene Funkwettergüte, dargestellt durch die „relative Bandkennziffer" BK_r; d) Darstellung der „Entwicklungstendenz" des Funkwetters (T); e) Funkwettergüte der Zeiträume „Tag" und „Nacht", dargestellt durch Mittelwerte der relativen Bandkennziffern BK_r im Vergleich zur Entwicklungstendenz dieser Zeiträume (T_r)

Eine Entwicklungstendenz T ist durch den mittleren Anstieg bzw. Abfall der BK-Kurve gegeben. Als ein einfaches Maß für die Tendenz kann die Differenz der BK-Werte der halbierten Zeitabschnitte (I und II) für „Tag" und „Nacht" angesehen werden. In Bild 18d ist diese durch entsprechende Pfeile dargestellt für die in Bild 18b wiedergegebenen Kurven, und zwar links das

Rotationsmittel $\overline{T}_{(Rot)}$ und rechts die Tendenz T der einzelnen Tage. Die relative Tendenz, die angibt, um wieviel die Tageskurven stärker steigen bzw. fallen als im Rotationsmittel, ist dann

(14) $$T_r = T/\overline{T}_{(Rot)}.$$

Sie ist für die als Beispiel angeführten Tage im unteren Teil von Bild 18e gezeichnet. Werte größer als 1 bedeuten eine stärker fallende Tendenz der Kurven als normal (dem Mittelwert entsprechend), Werte kleiner als 1 das

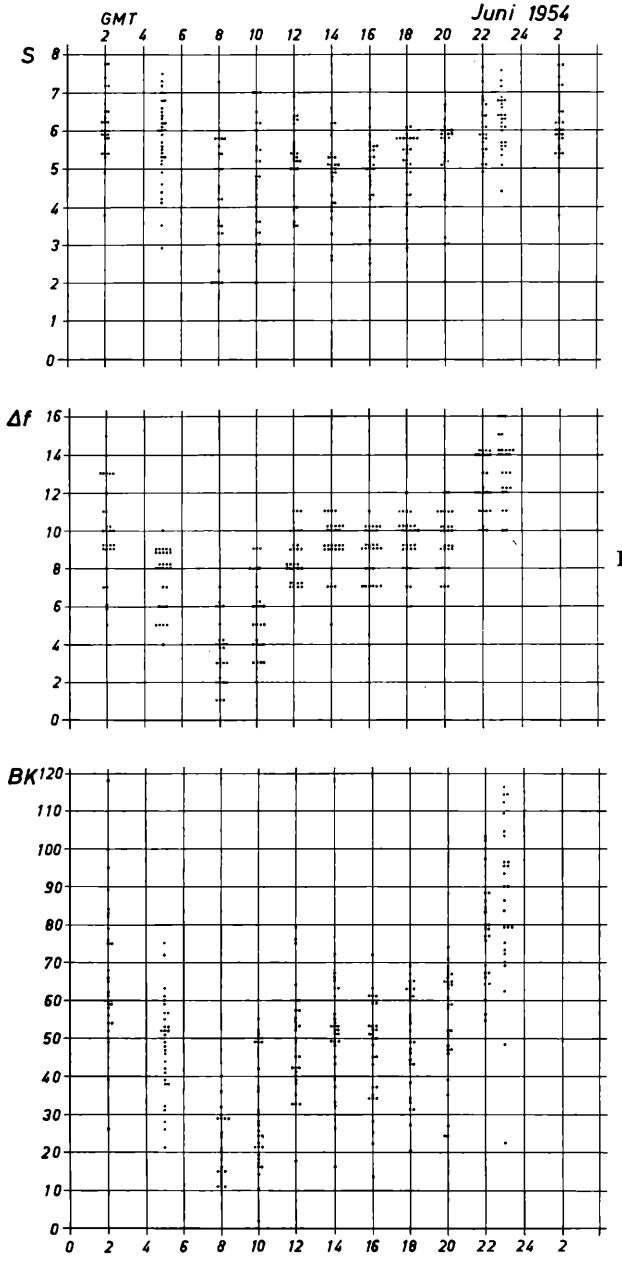


Bild 19. Tägliche Streuung der Bandkennziffer BK im Vergleich zur Streuung der sie bildenden Faktoren $\overline{E_1} = S$ und Δf

Gegenteil. Deshalb ist z. B. bei einer positiven Phase der Wert von T_r kleiner als 1 und bei Beginn der Störung T_r größer als 1.

In der geschilderten Weise ist das Funkwetter nach einheitlicher Festsetzung durch eine Kennziffer darstellbar. Diese ist für alle in Abschnitt I erwähnten Äußerungen des Funkwetters — nämlich ÜFB-, VG- und E-Schwankungen — verbindlich, da diese funktionell zusammenhängen. Sie ist um so größer, je größer die ÜFBe, je höher die Feldstärken, je größer die Reichweiten und je kleiner die toten Zonen sind, d. h. also je größer die Versorgungsgebiete sind. Die relativ auf den jeweiligen Normalzustand bezogenen Werte BK_r sind 1, wenn der Momentanwert diesem entspricht, dagegen größer als 1 bei übernormalen Bedingungen und kleiner als 1 bei unternormalen, d. h. gestörten Bedingungen.

Bild 19 zeigt die Streuung von E_e, Δf und BK während des Monats Juni 1954 auf Grund von Punktfeldern (Richtung USA Ostküste). Im Mittel treten hier die niedrigsten Feldstärken um 18 Uhr auf, während das Maximum zwischen 22 und 2 Uhr liegt. Δf hat im Mittel ein Minimum um 8 Uhr und zeigt nach dem Anstieg annähernd gleiche Werte zwischen 12 und 18 Uhr (ungefährer Parallelgang von f_G und f_D in dieser Zeit). In der BK erkennt man mit erheblich größerer Dynamik die Feldstärkeabnahme um 18 Uhr.

Bild 20 zeigt Tagesmittel von BK_r für die Richtungen USA, Ostasien und Südamerika. Man erkennt im ganzen Verlauf eine gewisse Ähnlichkeit zwischen USA und Ostasien, während bei dem Abfall dieser beiden Richtungen zum Monatswechsel Südamerika im Mittel anzusteigen scheint. Der Abfall ist durch eine korpuskulare Störung hervorgerufen, die sich südlich weniger auswirkt. Es scheint sich vielmehr die hohe Intensität der Wellenstrahlung des Aktivitätszentrums bemerkbar zu machen. Wenn auch der Verlauf des Funkwetters auf den beiden Nordlinien im großen und ganzen eine gewisse Ähnlichkeit hat, so ist jedoch ihr Verhalten an einzelnen Tagen teilweise sehr verschieden, weshalb in den Tagesprognosen des Funkwetters die einzelnen Richtungen getrennt behandelt werden müssen.

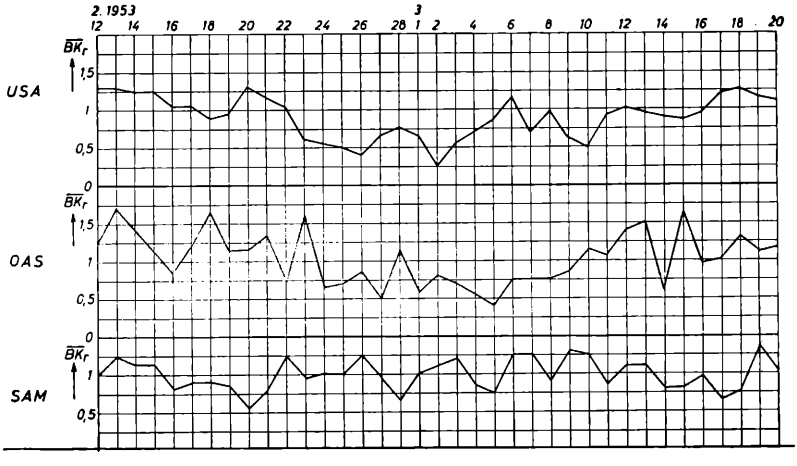


Bild 20. Funkwetteränderungen einzelner Tage, dargestellt durch das Tagesmittel der relativen Bandkennziffer BK_r für die Richtungen USA, Ostasien und Südamerika

In Bild 21 werden jahreszeitliche Unterschiede der Funkwettergüte an Hand von Tagespunktfeldern der BK für Juni 1953 und Dezember 1954 ge-

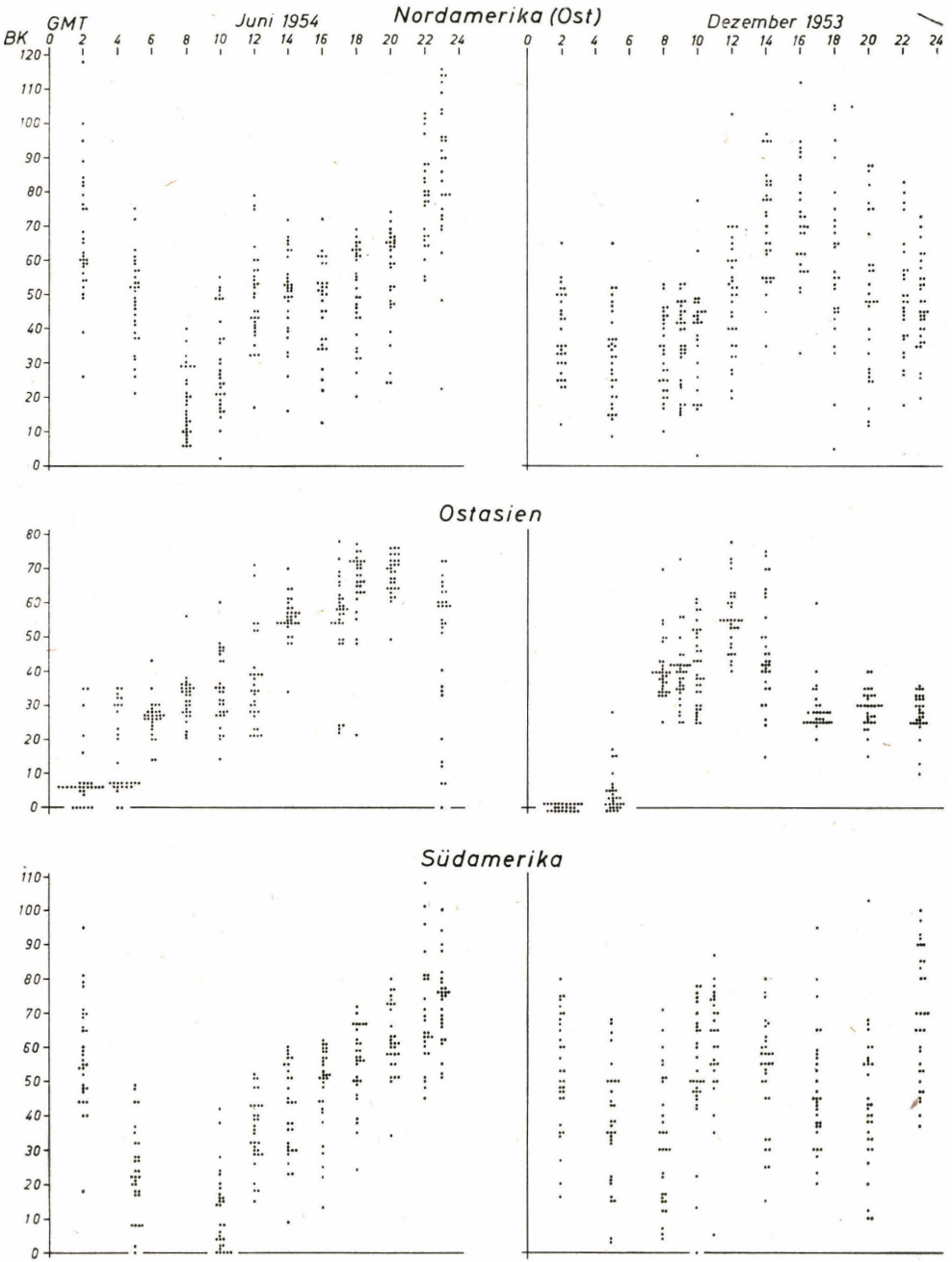


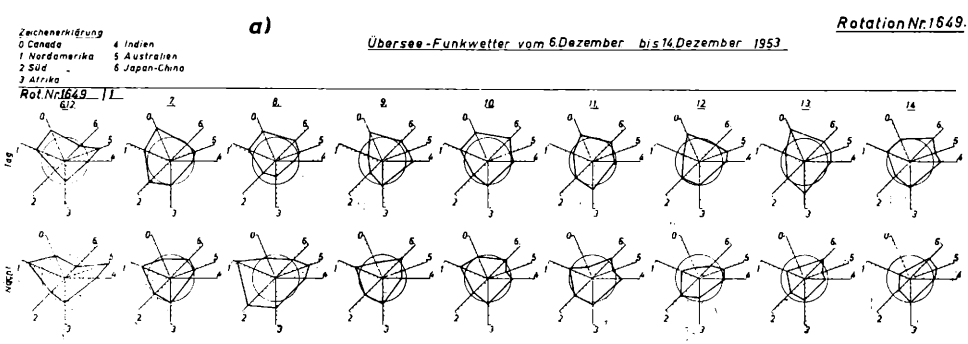
Bild 21. Jahreszeitliche Unterschiede der Funkwettergüte, dargestellt durch Monatspunktfelder der Bandkennziffer BK in verschiedenen Richtungen.

zeigt, und zwar für die Überseerichtungen USA, Ostasien und Südamerika. Der Sommerverlauf von USA wurde bereits für Bild 19 diskutiert. Infolge der geringeren Dämpfung und höheren Grenzfrequenz liegen die BK-Werte im

Winter um 16 Uhr ganz erheblich höher. Sie stellen das Optimum des Tages dar, nachdem wegen der niedrigeren nächtlichen Grenzfrequenzen im Winter das Mitternachtsmaximum des Sommers nicht mehr vorhanden ist. Für Ostasien liegt im Sommer das Gütemaximum nachmittags, weil vormittags wegen der hohen Dämpfung der ÜFB trotz hoher Grenzfrequenz sehr schmal ist. Infolge der abnehmenden Dämpfung im Winter rückt das Maximum hier in die Vormittagsstunden. Für Südamerika ist im Sommer die Tagesdämpfung höher und deshalb die Einsattelung am Tage größer als für Nordamerika. Das Maximum liegt ebenfalls um Mitternacht. Im Winter nimmt die Tagesdämpfung ab, während die Nachtfrequenzen fast gleich bleiben. Infolgedessen zeigen sich am Tage und nachts fast gleiche BK-Werte, und der Tagesgang ist nur noch wenig ausgeprägt.

Tägliche Unterschiede der Funkwettergüte unter Berücksichtigung der Richtungsabhängigkeit lassen sich sehr übersichtlich in kleinen Polardiagrammen für die betreffenden Großkreisrichtungen darstellen, wie in Bild 22 gezeigt ist. Die Großkreisrichtungen sind mit ihrem Peilwinkel gegen Nord (oben in der Darstellung) gezeichnet. Radial ist die BK aufgetragen. Der Kreis entspricht dem Wert $BK_r = 1$. Die BK_r-Werte sind durch Gerade miteinander verbunden (lineare Interpolation zwischen den Meßwerten). Das entstehende Polygon ist nun nach Lage und Größe ein Maß für die tägliche Funkwettergüte. In der ersten Reihe finden sich jeweils die „Tageszeiträume" der Funklinien, in der unteren Reihe die „Nachtzeiträume". So wird der Zustand, der jeweils auf der Tages- und Nachtseite der Erde während 24 Stunden geherrscht hat, getrennt erfaßt.

In Bild 22 a sind folgende Vorgänge bemerkenswert: Am 8. 12. 53 am Tage zunehmende Dämpfung auf Südlinien, nachts starke positive Phase in Westrichtung. 9. 12.: Leichter Störungseinbruch für westliche Richtung, nachts abgesunkene Bedingungen gegenüber dem Vortag, jedoch nur für Canada; Indien und Australien nur etwas unter normal. 10. 12.: Fast normal. 11. 12.: Störungseinbruch aus Nordwest, besonders nachts. 12. 12.: Erweiterung der Störung auch auf Nordost in der Nacht. 13. 12.: Nachts Abnahme der Störung in Richtung Nordost. 14. 12.: Nachts erneute Zunahme der Störung aus nordwestlicher Richtung, dagegen anhaltende Besserung in Nordost-Richtung. Die „Tage" sind von diesem Störungsablauf kaum betroffen. Südamerika ist besonders nachts am 13. und 14. stärker beeinflußt. Es handelt sich um die ersten neun Tage der Sonnenrotation Nr. 1649. In Bild 22 b sind die entsprechenden Tage der Sonnenrotation Nr. 1651 wiedergegeben. Die ersten drei Tage (29. 1. bis 31. 1. 1954) sind auch hier als fast normal anzusehen. Ab 1. 2. beginnt zunehmend eine Störung, die ihr Maximum am 4., 5. und 6. erreicht. Wir erkennen hierbei wieder die nach zweimaliger Sonnenrotation (2×27 Tage)



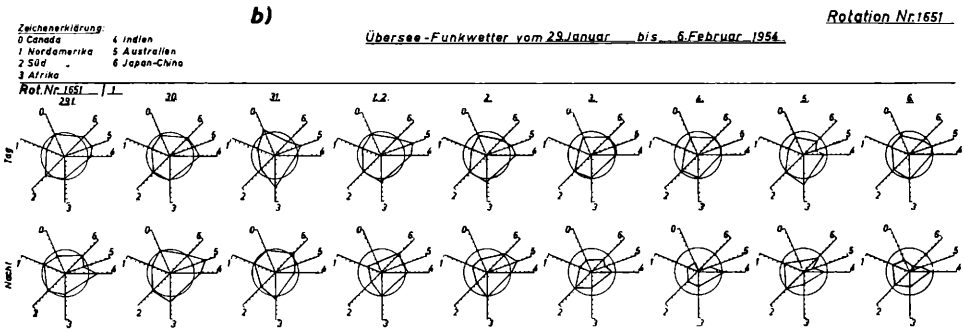


Bild 22. Übersichtsdarstellung des täglichen Funkwetters, getrennt für „Tag" und „Nacht" durch BK_T in Polardiagrammen der Großkreisrichtungen für die jeweils ersten 9 Tage a) der Rotation 1649, b) der Rotation 1651

den Zentralmeridian Sonne–Erde mit verstärkter Wirkung durchlaufenden Aktivitätszentren der Sonne, die bereits die Störungen vom 9. bis 14. 12. 53 in der Sonnenrotation Nr. 1649 verursacht haben. Sowohl am Tage als auch in den Nachtwerten sieht man, daß sich die Störung zu Beginn bevorzugt auf die Westrichtung auswirkt und erst später auf die Ostrichtung übergreift. Vor der Störung sieht man am 30. 1. eine positive Phase, und zwar dieses Mal in Ostrichtung. Über die periodische Wiederkehr dieser Störungen des Funkwetters wird später noch ausführlich zu sprechen sein. Im nächsten Abschnitt soll zunächst die integrale Erfassung der Funkwettergüte im Hinblick auf den Störungszustand der Ionosphäre näher erörtert werden.

VI. Zusammenfassung

Die vorstehenden Ausführungen behandeln die Kennzeichnung des Funkwetters im Hinblick auf kurzfristige Prognosen in Form von Güteziffern, wie sie in neuerer Zeit von den zuständigen Stellen verschiedener Länder regelmäßig ausgegeben werden, z. B. in den USA vom Bureau of Standards in seinen bekannten Normalfrequenzsendungen WWV und in der Bundesrepublik Deutschland telegraphisch vom FTZ.

Während Ionosphärenbeobachtungsstationen nach dem Verfahren der „senkrechten" Echolotung die Veränderungen örtlich verschiedener Zustände der Ionosphäre messen, wird das Funkwetter als Summe der Auswirkungen dieser Zustände längs der betreffenden Funklinien auf die Übertragungsbedingungen definiert. Dabei werden die das Funkwetter charakterisierenden Daten, nämlich Grenzfrequenz bzw. tote Zone, Dämpfungsfrequenz bzw. Feldstärken oder Reichweiten in ihren monatlichen Medianwerten als „Normalzustand" des Funkwetters im Hinblick auf die Jahreszeit und die Lage im Sonnenfleckenzyklus bezeichnet. Die Möglichkeiten zur Ermittlung der Übertragungsfrequenzbereiche (ÜFB) werden besprochen, die für die jeweilige Funkwetterlage Informationen liefern. Auf Grund solcher ÜFB-Beobachtungen wird nach einem Vorschlag des Verfassers die Kennzeichnung des momentanen Funkwetters durch eine als Produkt aus ÜFB-Breite und mittlerer logarithmischer Feldstärke gebildete „Bandkennziffer" behandelt.

Summary

The present article deals with the definition of the radio propagation conditions with respect to short time forecasts by means of quality figures as issued regularly in recent times by the competent authorities of different countries, e. g. in USA by the Bureau of Standards in its wellknown standard frequency broadcasts WWV and in the Bundesrepublik Germany telegraphically by the FTZ.

Ionospheric stations posts are measuring the variations of locally differing situations by the method of the „vertical" echo sounding. The radio propagation conditions, however, are defined as a sum of the effects of these situations to transmission conditions along the transmission path concerned. The data characterizing the propagation conditions, i. e. critical frequency resp. skip distance lowest useful frequency resp. field intensities or maximal transmission distances are designated in their monthly mean value as „normal state" of the radio propagation condition with respect to the seasonal condition and the

position of the sun spot cycle. The possibilities for the determination of transmission frequency ranges are discussed, giving informations for the actual radio propagation conditions. Basing on such transmission frequency range observations the characterization of the present radio propagation conditions by a „band character figure" formed as a product of transmission frequency range width and mean logarithmic field intensity is spoken of as a proposal of the author.

Résumé

L'article présent s'occupe de la définition de la propagation radioéléctrique en considération des prévisions à courte échéance au moyen des chiffres de qualité comme ils sont distribués régulièrement de nouveau par les autorités compétentes dans des pays différents, p. e. dans le Etats-Unis par le Bureau of Standards avec son émission de la fréquence normale WWV et dans l'Allemagne télégraphiquent par le FTZ.

Les stations ionosphériques mesurent les altérations des situations que sont différentes localement d'après la manière du sondage „vertical" par écho. La propagation radioélétrique est définie cependant comme la somme des effets de ces situations sur les conditions de transmission le long des lignes radioéléctrique en question. Les dates characteristiques pour la propagation radioéléctrique, c'est à dire la fréquence critique ou la zone de silence, la fréquence d'atténuation et l'intensité de champ ou l'étendue, sont désignés avec leur valeurs moyenes mensueles comme „condition normale" de la propagation radioéléctrique en considération de la situation saisonnière et de la position dans le cycle des taches solaires. Les possibilités pour la détermination de l'étendue de fréquence de transmission sont discutées qui donnent des informations pour les conditions actuelles de la propagation radioéléctrique. Fondé sur telles observations de l'étendue de fréquence de transmission l'indication des conditions de le propagation radioéléctrique par un chiffre indicatif de bande formé comme le produit de la largeur de l'étendue de fréquences de transmission et de l'intensité de champ logarithmique moyenne est discutée comme une proposition de l'auteur.

VII. Schrifttum

1. W. Menzel, Ionosphärische Einflüsse auf die Wellenausbreitung (Grundlagen des Funkwetterdienstes). Langfristige Vorhersage der Ausbreitungsbedingungen von Kurzwellen (Zur Praxis des Funkwetterdienstes). Örtliche und zeitliche Einflüsse auf die Ionosphäre. Der Fernmeldeingenieur 7 (1953), Heft 11 und 8 (1954), Heft 1 und 10.
2. K. Rawer, Ausbreitungsvorhersage für Kurzwellen mit Hilfe von Ionosphärenbeobachtungen. Arch. elektr. Übertr. 5 (1951), S. 154.
3. A. F. Wilkins und C. M. Minnis, Comparision of ionospheric radio transmission forecasts with practical results. Proc. Inst. Electr. Engin. III, 98 (1951), S. 209.
4. Ionospheric Radio Propagation. US-Departement of commerce. National Bureau of Standards. Circular 462, 1948.
5. W. Dieminger, Über Echolotung bei schrägem Einfall. Zeitschrift für angewandte Physik 3 (1951), Heft 3—4, S. 90—96.
6. Ionospheric Data (National Bureau of Standards Washington) (erscheint nur für den Dienstgebrauch).
7. B. Beckmann, Ionosphärenwetter und Funkwetter. Elektrotechn. Zeitschr. 74 (1953), S. 125—129.
8. B. Beckmann, Betrachtungen zur Güte des Funkwetters. FTZ 7 (1954), Heft 6, S. 285—301.
9. B. Beckmann, Über den derzeitigen Stand der Funkwettervorhersage. VDE — Fachberichte 18, Heft IV (1954), S. 5—11.
10. D. F. Martyn, The morphology of ionospheric disturbances in the F_2 region. Report of Ionosphere Research in Japan. VIII Nr. 1 (1954), S. 11—16.
11. B. Beckmann, Die Vorhersage der Kurzwellenausbreitung Technische Hausmitteilungen des Nordwestdeutschen Rundfunks 6 (1954), S. 211—219 und 247—259.

Herausgeber: Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Karl Herz, (16) Darmstadt, Rheinstraße 110. Schriftleitung: Oberpostdirektor Dr.-Ing. Hermann Richard, (1) Berlin-Tempelhof, Alboinstr. 27, und Postrat Prof. Dr.-Ing. habil. Horst Teichmann, (13a), Nürnberg 2, Lützowstr. 3. Verlag: Verlag für Wissenschaft und Leben Georg Heidecker, (13a) Windsheim (Mittelfr.), Külsheimer Straße 11, Postscheckkonto Nürnberg 5 13 60, Fernsprecher Windsheim 148. Druck: Universitäts-Buchdruckerei Junge & Sohn. (13a) Erlangen, Brucker Str. 8/10. Postversandort (13a) Erlangen.
Nachdruck, Vervielfältigungen jeder Art und Übersetzungen des Inhalts oder von Teilen daraus nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlags

Der Fernmelde-Ingenieur
ZEITSCHRIFT FÜR AUSBILDUNG UND FORTBILDUNG
Herausgegeben von Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Karl Herz
Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost
VERLAG FÜR WISSENSCHAFT UND LEBEN GEORG HEIDECKER
WINDSHEIM (MFR.)
9. JAHRGANG / HEFT 5 15. MAI 1955

Kennzeichnung und Vorhersage des Funkwetters

2. Teil (VI—IX)

Abt. III Gr. A

Von B. Beckmann

DK 621.396.821:551.501.7

I. Einleitung
II. Der Normalzustand des Funkwetters, dargestellt durch Medianwerte
III. Die tägliche Streuung der Funkwetterdaten gegenüber den Medianwerten
IV. Funkwetterbeobachtungen
V. Die Darstellung durch Güteziffern
VI. Der Einfluß der verschiedenen Störungszustände der Ionosphäre auf den Ablauf und die Tendenz des Funkwetters
VII. Die Vorhersage des täglichen Funkwetters
VIII. Zusammenfassung, Summary, Résumé
IX. Schrifttum

VI. Der Einfluß der verschiedenen Störungszustände der Ionosphäre auf den Ablauf und die Tendenz des Funkwetters

Zum Verständnis des Störungsverlaufes der an den Endpunkten einer Überseelinie beobachteten integralen Funkwettergüte ist es notwendig, daß man sich über den Zustand der Ionosphäre längs des Funkweges Gedanken macht. Der Ionosphärenzustand wird dabei am besten durch Grenzfrequenzmessungen der in dieser Richtung gelegenen I-Stationen*) erfaßt. Da wir uns nur mit der Zustandsänderung von Tag zu Tag, nicht aber mit Einzelwerten befassen wollen, erhebt sich zunächst die Frage, wie sich dieser tägliche Zustand am besten in den Tagesgrenzfrequenzkurven ausdrückt. Da die Kurven von Tag zu Tag nicht nur ihre durchschnittliche Frequenzlage, sondern auch ihre Gestalt ändern, sind bestimmte Stundenwerte hierfür weniger geeignet. Am besten erscheint wohl eine Mittelwertsbildung der einzelnen Stundenwerte, und zwar getrennt für Tag und Nacht, um den Zustand dieser Zeiten einzeln zu erfassen. In Bild 23 ist für Februar 1954 dieser Mittelwert ($\Sigma f_0\,\mathrm{F2}/h$, h Zahl der Stundenwerte) für Tag und Nacht gezeichnet. Außerdem ist das Minimum und das Maximum der Tageskurve der Grenzfrequenz eingetragen ($f_0\,\mathrm{F2}_{\min}$ und $f_0\,\mathrm{F2}_{\max}$), ersteres zum Vergleich der Nachtmittelwerte, letzteres zum Vergleich der Tagesmittelwerte. Da sich näherungsweise ein Parallelgang dieser Kurven zeigt, kann man diese Maxima und Minima ebenfalls als repräsentativ für den täglichen Ionosphärenzustand ($\mathrm{F_2}$-Schicht) ansehen. Zwischen den beiden Darstellungen ist noch die erdmagnetische Unruhe für diese Tage im Bartelschen *AK*-Maß (Amplituden-Kennziffer) wie-

*) Abkürzung für Ionosphärenbeobachtungsstationen.

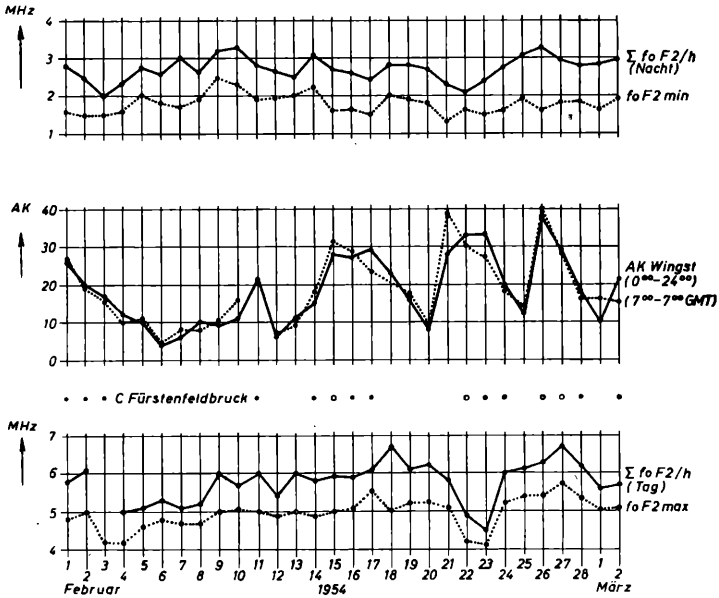


Bild 23. Darstellung des Ionosphärenzustandes durch Grenzfrequenzwerte und erdmagnetische Unruhe.

dergegeben, die ebenfalls sehr charakteristisch für den jeweiligen Ionosphärenzustand ist. Es ist $AK = \Sigma k/8$, wobei $2k$ die in Gamma ($= 10^{-5}$ Gauss) ausgedrückte durchschnittliche 3-stündliche Amplitude der am meisten gestörten erdmagnetischen Feldkomponente ist. Bei den hier eingetragenen Meßergebnissen des erdmagnetischen Observatoriums Wingst wurde der Tag einmal von 0 bis 24 Uhr und ein andermal von 7 bis 7 Uhr GMT gerechnet. Ein wesentlicher Unterschied zwischen beiden Daten zeigt sich jedoch nur am 21. Unter der AK-Kurve stellen die Punkte und Kreise die erdmagnetische Unruhe im Maß der internationalen Charakterzahl C nach Messungen des Erdmagnetischen Observatoriums Fürstenfeldbruck dar. (Der Punkt entspricht C = 1 = mäßig gestört, der Kreis C = 2 = stark gestört). Man sieht, daß die Nachtgrenzfrequenzen immer und die Tagesgrenzfrequenzen zeitweilig bei erhöhter magnetischer Aktivität einen Abfall zeigen. Am 15. und 26. trat beim Ansteigen der magnetischen Unruhe in den Tagesgrenzfrequenzen kein Absinken ein.

Der Zusammenhang zwischen Polarlichtern, erdmagnetischen Störungen und Ionosphärenstörungen wurde bereits früher erwähnt. Die gemeinsame Ursache ist der von einem Aktivitätszentrum der Sonne ausgehende Korpuskelstrom, der bei dem Durchgang dieses Zentrums durch den Zentralmeridian die Erde trifft und unter dem Einfluß des konstanten erdmagnetischen Feldes nach den Polen zu abgelenkt wird. Hierdurch entstehen im unteren Teil der Ionosphäre zusätzliche Ströme, deren Polarisationsfeld nach D. F. Martyn in der F_2-Schicht einen zusätzlichen Hall-Effekt erzeugt, der infolge einer verstärkten Ladungsdrift in ost-westlicher Richtung eine Ionisationsverminderung und dementsprechend eine Grenzfrequenzverminderung zur Folge hat, ein Vorgang, der sich bis in niedrige Breiten erstrecken kann [13].

In Bild 24 a sind für Juli 1953 die Tagesmaxima der F_2-Grenzfrequenz übereinander gezeichnet für europäische I-Stationen (Inverness, Slough, Lindau), ferner für japanische (Wakkanai, Akita, Tokyo und Yamagawa),

für eine peruanische Äquatorstation (Huancayo) und australische I-Stationen (Townsville, Brisbane, Canberra, Hobart). Ihre Reihenfolge entspricht der geomagnetischen Breite Φ. Die getroffene Auswahl war bestimmt durch das zur Verfügung stehende Material. Die Benutzung der f_{min}-Werte war nicht

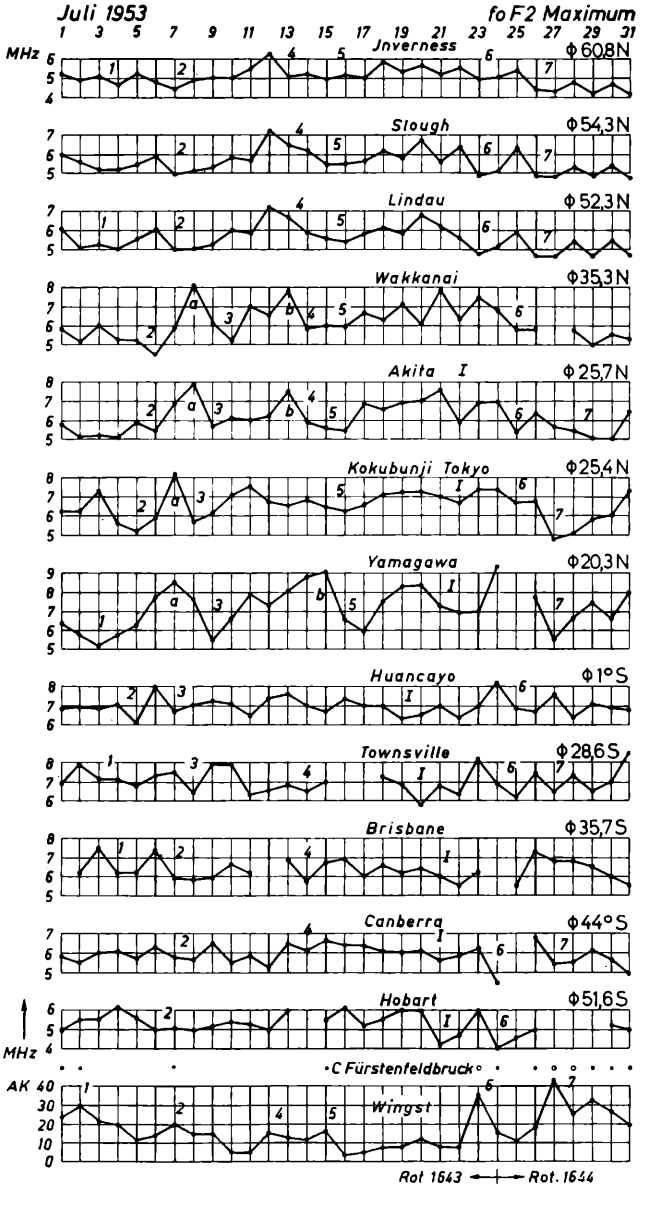


Bild 24 a. Vergleich des Funkwetters von Überseefunklinien mit örtlichen Ionosphärenzuständen für Juli 1953. Tagesmaxima der Grenzfrequenz von europäischen und hauptsächlich der östlichen Hemisphäre angehörenden I-Stationen.

zweckmäßig, da nachts in dieser Zeit viele Ausfälle waren, so daß dieser Wert nicht sicher den Messungen entnommen werden konnte. Im unteren Teil des Bildes ist die erdmagnetische Unruhe in AK- und C-Werten dargestellt nach den Messungen in Wingst und Fürstenfeldbruck. Wir stellen zunächst wieder fest, daß zwischen der Magnetik und den europäischen Sta-

tionen ein guter Zusammenhang erkenntlich ist, d. h. mit steigender magnetischer Unruhe sinken die Grenzfrequenzen entsprechend den oben geschilderten Zusammenhängen. Durch Ziffern sind die Störungen 1 bis 7 in den Kurven gekennzeichnet (Absinken der Grenzfrequenzen). Durch jeweils verstärkte, zur Ordinate parallele Tageslinien ist der Zusammenhang mit der steigenden Magnetik angedeutet.

Der Verlauf der Kurven ändert sich auf den außereuropäischen Stationen erheblich. Der noch mögliche Zusammenhang mit dem europäischen Störungsverlauf ist durch entsprechende Ziffern angedeutet. Für die japanischen Stationen sind das Auftreten der Störung Nr. 3 und die in Europa nicht vorhandenen Maxima a und b charakteristisch. Außerdem scheint die Störung 6 teils in die Lage I zu rücken, teils sich mit 7 zu vereinigen. Die Störung I erscheint auch in Huancayo und den australischen Stationen, die im übrigen auch untereinander keinen so einheitlichen Charakter haben wie etwa die europäischen und z. T. auch die japanischen. Die stärksten Störungen nach der Magnetik liegen am Anfang und Ende des dargestellten Zeitraumes in Übereinstimmung mit dem europäischen Grenzfrequenzverlauf (steigender Gang zur Monatsmitte und Abfall am Monatsende). Die auf der südlichen Erdhälfte in gleicher geomagnetischer Breite wie Lindau gelegene Station Hobart zeigt einen erheblich anderen Verlauf.

Die örtlichen Unterschiede im ionosphärischen Geschehen erzeugen für das Überseefunkwetter die schon im vorigen Abschnitt erwähnte Richtungsabhängigkeit. Nach H. Uyeda kann man bei den Ionosphärenstürmen 4 Grundtypen unterscheiden, nämlich: 1. solche mit nach dem Nordpol zunehmender Intensität (A-Typ), 2. Stürme mit nach dem Südpol zunehmender Intensität (B-Typ), 3. solche, die beiderseits von den Polen nach dem Äquator in ihrer Intensität abnehmen (C-Typ), und 4. Stürme, bei denen die Intensität in den Polargebieten gering ist und von dort in Richtung zum Äquator zunimmt (D-Typ) [12].

Vergleichen wir nun mit dem Diagramm 24 a die Darstellung des Funkwetters nach BK_r in den Richtungen USA, Südamerika, Ostasien und Australien in Bild 24 b. Die Tageswerte sind immer auf der Tagesordinate einge-

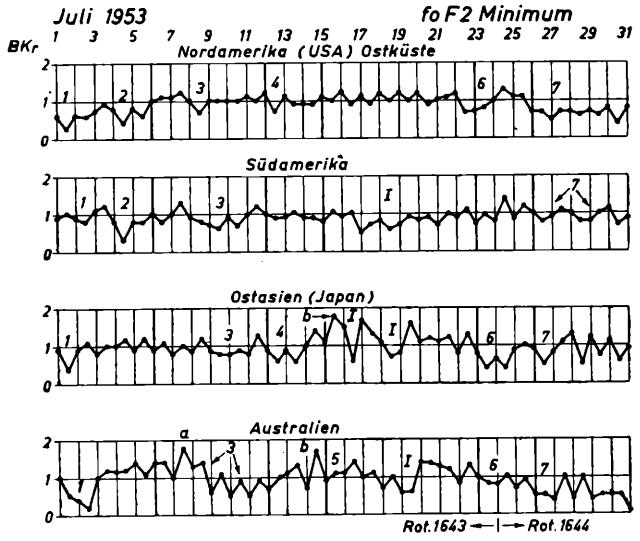


Bild 24 b.
Auswirkung der verschiedenen Störungstypen auf die Funkwettergüte der Richtungen USA, Südamerika, Ostasien und Australien, dargestellt durch die relative Bandkennziffer $\overline{BK_r}$.

tragen, während der Nachtwert dazwischen liegt. Da die wenigen angeführten I-Stationen allein nicht genügen, um das Funkwetter in diesen großen Entfernungen einwandfrei zu analysieren, kann es sich nur um eine Näherungsbetrachtung handeln, die im folgenden vorgenommen wird. Zunächst zeigt die BK_r-Kurve für USA Ähnlichkeit mit dem europäischen Grenzfrequenzverlauf und damit auch mit der angegebenen Erdmagnetik. Nach der starken Störung am Monatsanfang (Nr. 1) nimmt das Funkwetter zur Monatsmitte zu (steigende BK_r) und am Monatsende mit der 27-tägigen Wiederholung dieser Störung (Nr. 7) stark ab (überwiegender Einfluß der C-Typ Störungen Nr. 1, 7). Die Störungen in der Monatsmitte sind gegenüber diesem Gang gering. Bei den übrigen Richtungen ist dieser 27-tägige Gang nicht mehr so ausgeprägt, da hier auch die Störungen in Monatsmitte stärker hervortreten (3 D-Typ, I B-Typ). Ein Vergleich mit der Richtung Südamerika zeigt, daß die in Huancayo grenzfrequenzmäßig stärkste Störung Nr. 2 auch in der BK_r-Kurve am stärksten ausgeprägt ist (D-Typ). Die Störungen 6 (C-Typ) und 7 (A-Typ) treten in beiden Fällen weniger in Erscheinung. Außerdem ist die Störung I (B-Typ) ausgeprägt, die in der USA-Kurve nicht enthalten ist.

Das ostasiatische und australische Funkwetter zeigt nun eine wesentlich größere Dynamik. Die Störung 3 ist als D-Typ besonders auch in der den Äquator schneidenden Australienlinie enthalten. Bei der Störung 4 macht sich in Richtung Ostasien der Anstieg b stark bemerkbar mit anschließend verstärktem Einbruch zur Störung I. Nr. 6 und 7 sind ähnlich wie in USA-Richtung ausgeprägt. Australien, das fast unser Antipode ist und deshalb in den verschiedensten Großkreisrichtungen empfangen werden kann, zeigt im Funkwetter die Störungen 1 und 7 (C-Typen) verstärkt, ferner die positive Phase a mit der folgenden Störung 3—4 (3 D-Typ, 4 A-Typ), anschließend die positive Phase b mit der folgenden Störung I (B-Typ). Mit den Stürmen 6 und 7 (C-Typen) erfolgt am Monatsende ein Abfall ähnlich wie für USA (27-tägige Wiederholung der Störung 1).

Wir wollen nun ein zweites Beispiel für einen besonders interessanten Funkwetterverlauf, nämlich die Zeit vom 19. 4. bis 27. 5. 1953, mit den Messungen von I-Stationen vergleichen.

Bild 25 a zeigt den Verlauf des täglichen Grenzfrequenz-Minimums, Bild 25 b den Verlauf des Maximums. Bei den hier angeführten Stationen konnte mit einiger Sicherheit auch das Minimum der Grenzfrequenz den zur Verfügung stehenden Unterlagen entnommen werden. Die I-Stationen sind wieder nach der geomagnetischen Breite geordnet. Von den hier zusammengestellten Stationen gehört nur Singapore der östlichen Hemisphäre an. Die Störungen sind hier numeriert mit Ziffern von 7 bis 18. Wir erkennen wieder den sehr weitgehend übereinstimmenden Verlauf der europäischen Stationen Inverness, Slough, Lindau und Poitiers sowohl in den Minima als auch in den Maxima der Tagesgrenzfrequenzen. Das Minimum ist immer für die auf das Datum folgende Nacht eingetragen. Die Dynamik der Minimawerte nimmt nach Süden zu ab, was für die Tageswerte nicht zutreffend ist. Die unter den Grenzfrequenzen verzeichnete Magnetik von Wingst und Fürstenfeldbruck läßt die Störungslage bevorzugt in den nördlichen Gebieten erkennen. Hier gehen Maxima der Magnetik mit Minima-Werten der Grenzfrequenz annähernd parallel. Für die südlicheren Bereiche ist diese negative Korrelation nicht mehr vorhanden. Interessanterweise zeigt sich für die Maxima der I-Station der Falklandinsel eine verblüffende positive Korrelation, d. h. hier gehen die Maxima der Grenzfrequenzen mit den Spitzen der Magnetik paral-

lel, besonders deutlich am 6. 5. und 16. 5. Die Kurve der Minima hat für die Falklandinsel nur noch eine sehr geringe Dynamik, d. h. es zeigen sich kaum noch Andeutungen des Abfalls bei den Spitzen der Magnetik.

Eine außerordentlich bemerkenswerte Störsituation liegt in dem wiedergegebenen Zeitraum vor, da am 28., 29. 4. und 1. 5. Fleckengruppen auf der Sonne den Zentralmeridian passierten, die sich 7 Tage zuvor bei ihrem Erscheinen am Ostrand der Sonne durch eine sehr verstärkte Intensität der Koronalinien als besonders aktiv ankündigten. Mit ihrer Wanderung bis zum Zentralmeridian geht der starke Anstieg der Grenzfrequenzen ab 23. auf den nördlichen Stationen parallel. Das Ergebnis dieser Durchgänge ist aber nur eine schwache Störung am 30. (Nr. 10). Erst der Durchgang eines Fackelgebietes (photosphärisch am Rande beobachtet) am 4. 5. führt zu einem Ab-

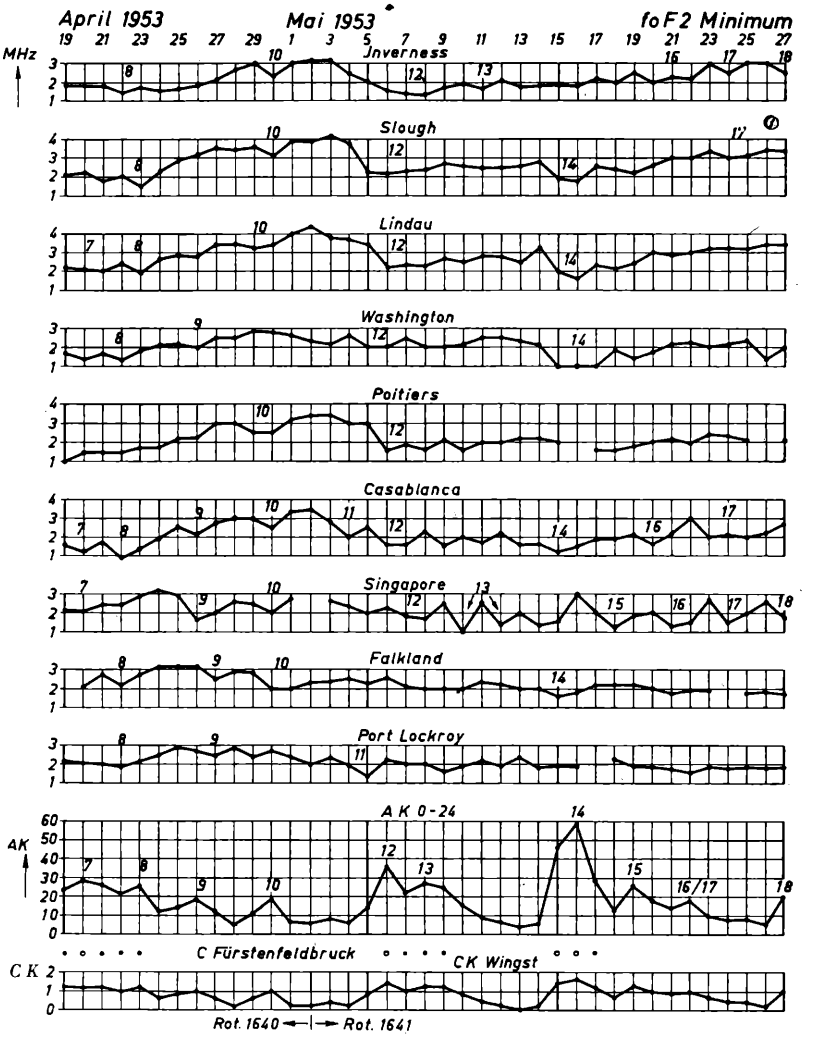


Bild 25 a. Funkwetter und örtlicher Inosphärenzustand für die Zeit vom 19. April bis 27. Mai 1953. Tagesminima der Grenzfrequenz von hauptsächlich der westlichen Hemisphäre angehörenden I-Stationen.

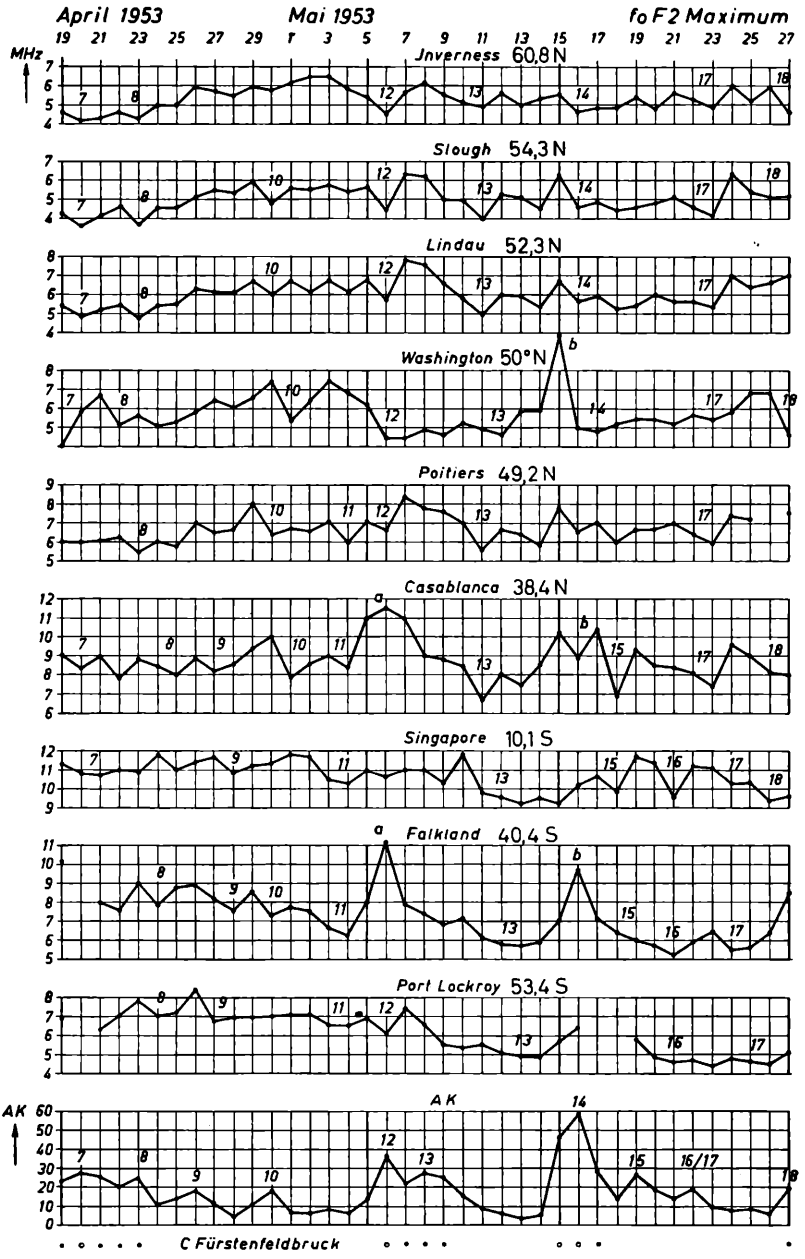


Bild 25 b. Tagesmaxima derselben Stationen wie in Bild 25 a.

sinken der Grenzfreqenzen. In 27-tägiger Wiederkehr gehören die Störungen Nr. 7 und 14, 8 und 15, 9 und 16/17, 10 und 18 zusammen. Die stärksten Störungen sind Nr. 7/8, 12 und 14.

Versuchen wir nun wieder einen Vergleich der Grenzfrequenzübersicht mit den BK-Kurven der Funkwettergüte, und zwar in diesem Falle für die Richtungen Nordamerika (USA), Südamerika, Südafrika, Indien (Bild 25 c).

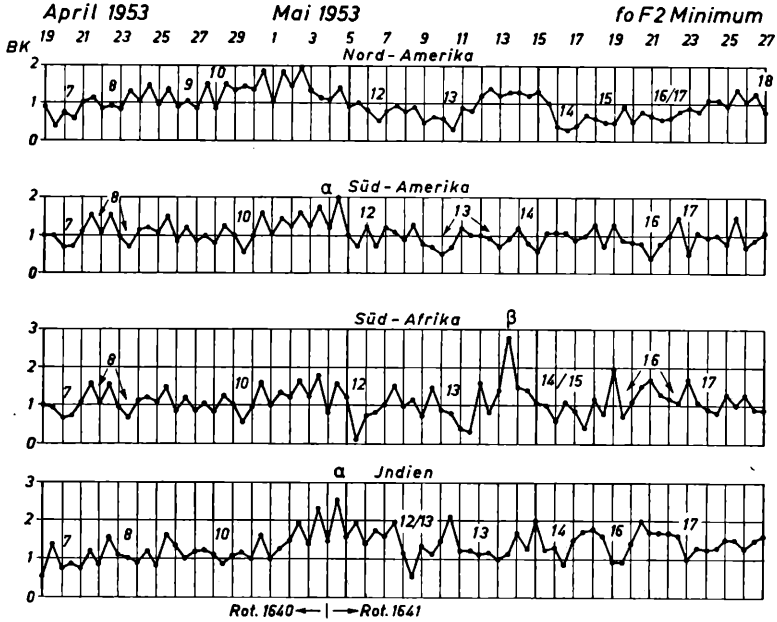


Bild 25 c. Das den Störungstypen entsprechende Funkwetter der Richtungen USA, Südamerika, Südafrika und Indien, dargestellt durch die relative Bandkennziffer BK_r.

Wir sehen abermals aus den Grenzfrequenzkurven, daß der Störungsablauf auf den einzelnen Stationen verschieden ist. Da die BK eine integrale Erfassung des Störungsablaufes längs der Funklinien darstellt, ist hier wie auch bei dem Vergleich in Bild 24 a, b nur eine angenäherte zeitliche Lokalisierung der Störungen im Vergleich zu den Grenzfrequenzen möglich. Dazu kommt, daß in der BK auch die Dämpfungsvorgänge mitberücksichtigt sind. Für USA sehen wir einen Anstieg der Funkwettergüte bis zum 3. 5. Dann setzt mit dem Absinken der Minima der Grenzfrequenzen (Bild 25 a) die starke Störung Nr. 12 (A-Typ) ein. Für die südlicheren Stationen beginnt der Abfall erst am 5. 5. Vor dem Abfall sehen wir positive Phasen insbesondere für Südamerika und Indien (α) (s. Bild 25 a und b). Dieser Anstieg der Funkwettergüte hängt zweifellos mit den am 23. 4. am Ostrand der Sonne erscheinenden hochaktiven Fleckengruppen zusammen. Bei ihrem Durchgang durch den Meridian zwischen dem 29. 4 und 1. 5. tritt zwar die kleine Störung 10 als D-Typ besonders ausgeprägt in den Südlinien auf, doch ist diese nicht von längerer Dauer, sondern der Anstieg geht „übernormal" weiter. Zwischen den Störungen 13 (D-Typ) und 14 (A-Typ) liegt für USA ein Anstieg, für Südafrika sogar eine starke positive Phase β. Der Anstieg USA geht parallel mit den zu diesen Zeiten steigenden Grenzfrequenzen von Washington. Für Indien sieht man die stärkere Auswirkung der Störung 13 entsprechend den heftigeren Grenzfrequenzschwankungen von Singapore zu dieser Zeit. Soweit der Vergleich mit den Minimumwerten der Grenzfrequenz in Bild 22 a.

Der Anstieg der Funkwettergüte BK bis zur Störung 12 ist auch in den Maximumwerten der I-Stationen von Inverness bis Poitiers zu sehen (Bild 22 b). Auf den Südstationen Falkland und Port Lokroy sieht man im Durchschnitt einen Abfall der Grenzfrequenzen. Die Störung 10 (D-Typ) ist auf den südlicher gelegenen Stationen der Nordhalbkugel Washington und

Casablanca stärker ausgeprägt, was auch in den BK für Südamerika und Südafrika im Vergleich zu USA zu sehen ist. Zu bemerken ist, daß bei der Störung 12 (A-Typ) die südlichen Stationen Casablanca und Falklandinsel eine sehr starke positive Phase zeigen (Spitze a). Dasselbe gilt auch für die Störung 14 (A-Typ) bei den I-Stationen Washington, Casablanca und Falklandinsel. Es wurde schon oben darauf hingewiesen, daß diese positiven Phasen a und b mit der Magnetik parallel gehen. Auch für die Störung 18 (A-Typ) scheint sich parallel mit der Magnetik für die I-Station Falklandinsel ein Anstieg vorzubereiten. Die Störungen 15 bis 17 (C- bzw. D-Typen) sind in Casablanca und den Falklandinseln am stärksten. Casablanca bestimmt sicher wesentlich den ersten Reflexionspunkt der Südamerikalinie von hier aus gesehen, Singapore die Indienrichtung. Aus den BK-Werten erkennt man, daß im Vergleich zu USA die Südamerika-Südafrika- und Indienrichtung von den Störungen 15 bis 17 stärker betroffen sind. Auf jeden Fall ist die hier entstehende Dynamik viel stärker als in der USA-Kurve, was auch in den Grenzfrequenzen der südlichen Stationen im Vergleich zu den europäischen zum Ausdruck kommt. Port Lokroy zeigt im Vergleich zu den Falklandinseln eine wesentlich geringere Dynamik. Interessant ist auch, daß im Mittel im dargestellten Zeitraum sowohl die Maxima als auch die Minima der Grenzfrequenzen für Port Lokroy fallen, während sie für die europäischen Stationen im Mittel steigen.

Die Ausführungen zu den Bildern 24 und 25 sollen dazu dienen, auf der einen Seite das wechselvolle und örtlich verschiedene Funkwetter über der Erde zu zeigen und andererseits seine Beobachtung und Darstellung von einem Punkt aus gesehen zu erläutern. Die Entwicklungstendenz ist außerordentlich wichtig für die Aufstellung kurzfristiger Prognosen. Die richtige Eingliederung des betreffenden Störungstypus ist dabei Voraussetzung. Dabei ist selbstverständlich die Typeneinteilung nur eine rohe Annäherung, und es wird immer nur darauf ankommen, welcher Typ stärker betont erscheint.

Neben dem in den Bildern 24 und 25 gezeigten Verlauf der Störungen von Tag zu Tag ist auch die Kenntnis und richtige Beurteilung des Tagesganges der Störungen, d. h. ihre Beziehung zum Sonnenstand für die Prognose von Wichtigkeit. An Hand von Bild 26 sei deshalb ein Beispiel eines durch BK-Momentanwerte erfaßten Störungsverlaufes erörtert. Als Ordinate ist die sogenannte „Sturmzeit" D_s in Stunden aufgetragen, und zwar nicht wie sonst üblich vom Tag des Sturmbeginnes aus gerechnet, sondern am vorhergehenden Tag der positiven Phase beginnend, die den Sturm vorher angekündigt. Die Abszisse zeigt den täglichen Gang der Störung in MOZ, d. h. den Einfluß des Sonnenstandes. Eingetragen auf Parallelen zur Abszissenaxe sind die Richtungen Ostasien und USA entsprechend der zeitlichen Verschiebung ihrer Großkreismittelpunkte. Die durch Gerade verbundenen Punkte stellen die momentane Abweichung Δ BK gegenüber der Rotationsmittelwert-Tageskurve dar. Die von den negativen Abweichungen begrenzten Flächen sind schraffiert. Sie lassen Lage und Intensität der Störung im Tagesgang erkennen als Funktion der Sturmzeit. Die Sturmzeit umfaßt mit ca. 120 Stunden die Tage vom 25. 2. bis 1.3 . 1954. Am 25. 2. erkennt man zunächst für Ostasien ab 10 Uhr bis abends erhebliche positive Werte Δ BK, während für USA der ganze Tag um „normal" liegt (Δ BK $\sim$ 0). Die positive Phase zeigt sich nur in Richtung Ost. Die Magnetik war an diesem Tag ruhig (C = 0). Am nächsten Tag hat Ostasien um die Mittagszeit noch positive Werte, während etwa um 19 Uhr gemeinsam mit einem magnetischen Sturm die Störung beginnt (negative Δ BK). Der Tagesgang von USA zeigt bereits vor

mittags den Störungseinfluß (8 bis 16 Uhr), parallel gehend mit einer magnetischen Unruhe. Nach Überschreiten eines positiven Wertes um 18 Uhr beginnt dann zugleich mit Ostasien und dem magnetischen Sturm (gekennzeichnet durch C = 2) in den Abendstunden erneut das Absinken des Funkwetters in Richtung USA. Der erdmagnetische Sturm dauert bis 1 Uhr am 27. Um 16 Uhr beginnt wieder eine magnetische Unruhe entsprechend C = 2, die bis 1 Uhr am 28. andauert. Ostasien hat um Mittag positive Werte und zeigt in den Abendstunden einen Rückgang der Störung, während USA einen von 9 Uhr bis in die folgende Nacht ca. 2 Uhr andauernden Störungseinfluß aufweist mit einem Maximum um 11 Uhr. Der 28. hat magnetische Störungen entsprechend C = 1 zwischen 17 und 20 Uhr. In diese Zeit rückt

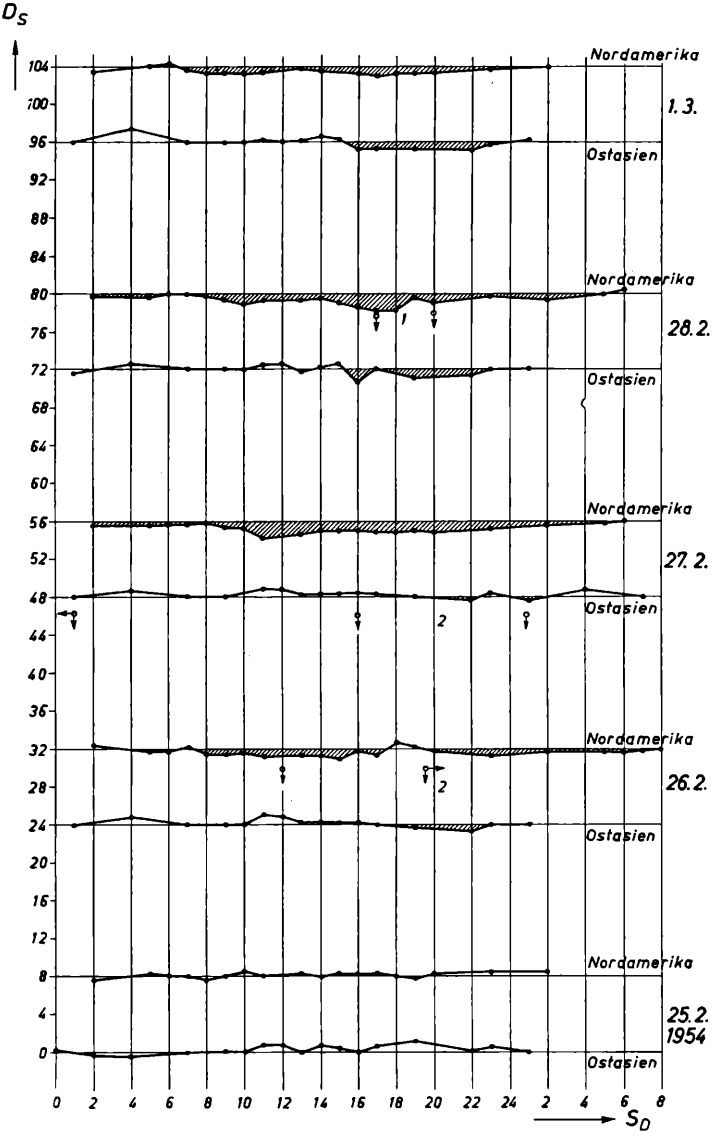


Bild 26. Der Störungsablauf in Abhängigkeit vom Sonnenstand (tagesperiodisch in MOZ) und von der „Sturmzeit" (D_S), dargestellt durch die Abweichung ΔBK_r der relativen Bandkennziffer (Momentanwert) vom Medianwert der Sonnenrotation $\overline{BK_r}$.

das Maximum der etwa dem Vortag entsprechenden Störungsperiode für USA. Für Ostasien zeigt sich eine erneute Störung zwischen 16 und 22 Uhr mit einem Maximum um 16 Uhr, also auch etwa mit dem Beginn der magnetischen Störung zusammenfallend. Die Störung für USA hat einen Teilabschnitt vor 14 Uhr und einen zweiten, mit der magnetischen Unruhe parallel gehenden nach 14 Uhr. Diese Unterteilung ist auch noch am 1. 3. zu erkennen, wobei aber die Störungsintensität im Abklingen ist. Mit dieser Nachmittagsstörung für USA geht auch die Ostasienstörung parallel wie am Vortag. Magnetisch ist der 1. 3. ruhig. Wir haben es hier nur noch mit einer ionosphärischen Nachstörung zu tun, die auch in der Erdmagnetik durch unter normal liegende Werte der Horizontalkomponente bekannt ist und die unter Umständen erst nach einigen Tagen abklingt, falls nicht neue Störungen inzwischen auftreten, wie es im beschriebenen Beispiel nach dem 1. 3. der Fall ist. Aus diesem Grunde wird das Abklingen der Störung bis auf „normal" hier nicht gezeigt [14].

An dem beschriebenen Beispiel kann man die tägliche Wiederholung des Störungseinflusses auf verschiedenen Funklinien erkennen. Ebenso ist auch die tägliche Fortentwicklung einer Störungsperiode, d. h. ihre positive Phase, der Beginn und das Ende der Störung zu übersehen. Solche Störungsdiagramme sind deshalb für Prognosezwecke gut geeignet. In Ermangelung momentan übermittelter Meßergebnisse der z. Z. über die Erde verteilten I-Stationen ist die Beobachtung und Darstellung des Funkwetters von großer Bedeutung. Ohne eine Vergleichsbasis und ohne Kenntnis der jeweiligen Entwicklungstendenz ist im derzeitigen Forschungsstadium die Ausgabe solcher Prognosen eine problematische Angelegenheit, da ein mit absoluter Sicherheit auf das Eintreten einer Störung hinweisender Vorgang (im englischen Sprachgebrauch in einem entsprechenden Studienprogramm des CCIR „precurser", d. h. Vorläufer genannt) bisher noch nicht gefunden wurde.

VII. Die Vorhersage des täglichen Funkwetters

Nach der Erörterung des Ablaufes und der Tendenz des Funkwetters können wir uns jetzt der Prognose zuwenden. Dabei müssen wir zunächst unser Interesse auf die schon mehrfach erwähnten Sonnenvorgänge richten, die das Funkwetter steuern. Auf der Sonnenoberfläche gibt es gewisse Zentren, die für die Emission einer im fernen Ultraviolett (UV) und im Röntgenbereich liegenden Wellenstrahlung verantwortlich sind. Es handelt sich um sogenannte Fackelherde, deren Strahlung einer wesentlich höheren Temperatur entspricht, als wie sie sich aus der Gesamtstrahlung der Sonne ergibt, nämlich Millionen Grad Kelvin im Vergleich zu 6000 Grad Kelvin, und deren Auswirkungen in den drei Schichten der Sonnenoberfläche — der Photospäre, der Chromosphäre und der Korona — beobachtbar sind. In der untersten Schicht, der Photosphäre, sind sie häufig, jedoch nicht immer durch das Auftreten von Sonnenflecken gekennzeichnet. Diese schwarz erscheinenden, offenbar sehr turbulenten Gebiete haben eine niedrigere Temperatur als ihre Umgebung. Eine allgemein anerkannte Theorie ihres Entstehens gibt es noch nicht. Deshalb soll hier nur eine rein phänomenologische Beschreibung der Vorgänge gegeben werden. Zahl, Größe und Lage der Flecken sind von Tag zu Tag veränderlich. Um diese Fleckentätigkeit zu erfassen, wurde 1849 von R. Wolf die sog. Relativzahl eingeführt. Sind an einem Tag G Fleckengruppen vorhanden mit F Einzelflecken, so ist die Relativzahl definiert durch die Festsetzung $R = K\,(10\,G + F)$. Der Reduktionsfaktor K für irgendeine Be-

obachtungsstelle wird bestimmt durch Vergleich mit den Züricher Standard-Relativzahlen. Außer der Fleckenrelativzahl wird auch die von den Flecken eingenommene Fläche als Maß der Aktivität benutzt. Obwohl für den einzelnen Tag die Beziehung zwischen beiden sehr lose ist, zeigt sich doch in den Monatsmitteln ein enger Zusammenhang. Die Fleckenstatistik, die sich bereits über ca. 200 Jahre erstreckt, zeigt eine Folge von Maxima und Minima mit einer periodischen Wiederkehr von im Durchschnitt 11,1 Jahren. Es handelt sich nicht um eine strenge Periodizität, sondern der Abstand zwischen zwei aufeinanderfolgenden Maxima schwankt zwischen 7,3 und 17,1 Jahren. Zwei wesentliche Eigenschaften der Fleckengruppen sind charakteristisch für den Zyklus, nämlich erstens die Zonenwanderung und zweitens die Polarität. Die ersten nach dem Minimum auftretenden Flecken erscheinen in etwa 30^0 heliographischer Breite. Mit fortschreitendem Zyklus verschiebt sich die Fleckenzone äquatorwärts bis etwa 8^0 zur Zeit des Maximums. Oberhalb von 40^0 und am Äquator treten praktisch keine Flecken auf. In den Fleckengruppen unterscheidet man den in der Rotationsrichtung vorangehenden P-Fleck und den nachfolgenden F-Fleck. Alle Sonnenflecken haben ein Magnetfeld von größenordnungsmäßig 1000 Oersted. 60 % aller Fleckengruppen sind bipolar. Einer von beiden Hauptflecken ist ein magnetischer Nordpol, der andere ein Südpol. Die Polarität bleibt während eines ganzen Zyklus von Minimum zu Minimum erhalten und wechselt dann jeweils im Minimum [15].

Was die Entwicklung der Flecken anbelangt, so entstehen sie aus kleinen, kaum von ihrer Umgebung unterscheidbaren Poren. Die meisten dieser Poren verschwinden bald wieder, aus anderen dagegen bilden sich Häufchen kleinster Flecken. Viele entwickeln sich nicht über dieses Stadium hinaus und sind nach einem Tag wieder verschwunden. Bei den sich weiter entwickelnden zeigt die Gruppe am zweiten Tag eine längliche Form. Die Flecken konzentrieren sich am vorderen und hinteren Ende, wobei je ein Einzelfleck besonders stark hervortritt. Dieses sind die schon oben erwähnten Hauptflecken P und F, um die sich ein „Schatten", eine sog. Umbra bzw. Penumbra mit filamentartiger (strahlenförmiger) Struktur entwickelt. Etwa an dem 10. Tag erreicht die Fleckengruppe ihre größte Ausdehnung. An den folgenden Tagen verschwinden die kleinen Flecken zwischen den Hauptflecken. In weiterer Folge wird auch der F-Fleck kleiner und verschwindet ebenfalls, während der P-Fleck eine rundliche Gestalt annimmt. In diesem unipolaren Stadium kann der Fleck noch wochenlang bestehen, bis er langsam kleiner wird und ebenfalls verschwindet. Dieser Entwicklungsgang wird nach Brunner durch Buchstaben gekennzeichnet. A ist das Anfangsstadium (unipolar), B bis E das bipolare Entwicklungsstadium bis zur maximalen Größe, G bis I die Rückbildung und die Abnahme des unipolaren P-Flecks.

Infolge der Rotation der Sonne zeigen sich dieselben Fleckengruppen, wenn sie langlebig genug sind, mehrmals auf der Vorderseite der Sonne. Die Rotation erfolgt im gleichen Sinne wie bei der Erde. Der Ostrand bewegt sich auf uns zu, der Westrand von uns weg. Man beobachtet eine Abnahme der Winkelgeschwindigkeit der Rotation vom Äquator zu den Polen und eine Zunahme der Winkelgeschwindigkeit mit der Höhe. Letzteres bedeutet, daß die Flecken am langsamsten wandern, während sich die Fackeln und Flocculi (unter Flocculi versteht man die chromosphärischen Fackeln) schneller bewegen. Zwischen dem Äquator und 20^0 heliographischer Breite ist der tägliche siderische Rotationswinkel für die Flecken ca. $0{,}1^0$ bis $0{,}2^0$ kleiner als die Fackeln und Flocculi, wie man aus Positionsmessungen gefunden hat.

Nach Greenwicher Messungen ergab sich folgende Breitenabhängigkeit des täglichen Rotationswinkels:

Tabelle 1

0^0	10^0	20^0	30^0	35^0	heliogr. Breite
$14{,}37^0$	$14{,}29^0$	$14{,}07^0$	$13{,}72^0$	$13{,}53^0$	für Flecken
$14{,}51^0$	$14{,}44^0$	$14{,}22^0$	$13{,}84^0$	$13{,}59^0$	für Fackeln.

In Bezug auf die Wiederkehr der Fleckengruppen ist noch zu bemerken, daß diese in ihrem ersten Entwicklungsstadium starke divergierende Bewegungen in heliographischer Länge aufweisen. Nach Brunner übertrifft die Westbewegung des P-Flecks die Ostbewegung des F-Flecks stark. Die östliche Eigenbewegung tritt stärker in Erscheinung in Zeiten größerer Flekkentätigkeit. Die Divergenzgeschwindigkeit ist bei der Entstehung der Flekken am größten, nimmt rasch ab und verschwindet nach ca. 8 Tagen. Der P-Fleck wandert anfangs etwa um 1^0 je Tag westwärts. Diese Bewegung nimmt aber rasch ab und verschwindet etwa zur Zeit, wo der Fleck seine größte Entwicklung erreicht. Zu diesem Zeitpunkt steht der Fleck ca. 10^0 westlich seines Entstehungsortes. Mit Zurückbildung der Gruppe beginnt der P-Fleck sich ostwärts zu bewegen (etwa 0,05 bis $0{,}1^0$ je Tag) und erreicht zur Zeit seines Verschwindens nahezu die Stelle, wo er entstanden war. Der F-Fleck hat zur Zeit seiner Entstehung eine Ostbewegung von etwa $0{,}2^0$ je Tag, die aber rasch abnimmt. Nach etwa 5 Tagen, d. h. also zur Zeit der maximalen Entwicklung, hört die Bewegung auf. Durch die geschilderten Eigenbewegungen, deren Berücksichtigung bei der Berechnung von Fleckendurchgängen durch den Zentralmeridian wichtig ist, kann eine gegenseitige Durchdringung von Fleckengruppen eintreten. Die Wiederkehr von Aktivitätszentren und damit auch von Funkstörungen entspricht also nicht immer der Rotationszeit, sondern es treten Abweichungen infolge der Eigenbewegungen der Zentren auf.

Die Flecken sind in die unterste Schicht der Sonnenatmosphäre, die Photosphäre, eingelagert, die den Hauptanteil der Strahlung im kontinuierlichen Sonnenspektrum liefert. Sie erscheint nicht als gleichförmig helle Fläche, sondern zeigt eine körnige Struktur, die sog. Granulation. Hier ist es nicht möglich, auf weitere Einzelheiten einzugehen. Es ist lediglich wichtig für die folgenden Betrachtungen, daß nicht die Flecken selbst, sondern die sie umgebenden Fackelfelder die Strahlungen emittieren, die den jeweiligen Zustand der Ionosphäre und damit das Funkwetter bestimmen. Für ihre Lage sind die Flecken wegen ihrer leichteren Beobachtung ein willkommener Hinweis. Im Mittel gilt, daß die von den Fackeln eingenommene Fläche etwa doppelt so groß ist wie die der Flecken. Im gewöhnlichen Licht sind die Fackeln nur in den Randgebieten der Sonne sichtbar, während sie in der Mitte überstrahlt sind. Die einen Fleck umgebende Fackelzone ist etwa um 15^0 breiter als die Fleckenzone, und zwar ist die Ausdehnung in Richtung der Pole am größten. Die Fackelgebiete machen im Laufe ihrer Entwicklung ähnliche Bewegungen wie die Flecken (siehe obige Tabelle 1). Leider gibt es aber auch viele Fackelgebiete, die keine Flecken enthalten. Die Fackelgebiete, in denen keine Flecken beobachtet wurden, betragen flächenmäßig gesehen zur Zeit des Maximums 6 %, im Minimum 30 % aller Fackelherde. Für die Anzahl der fleckenfreien Fackelherde sind die entsprechenden Werte 25 % bzw. 60 %. Bei dieser Statistik sind selbstverständlich kurzlebige Gruppen auf der Rückseite der Sonne nicht mit erfaßt.

Betrachtet man die Sonne mit einem Spektroheliographen im monochromatischen Licht, z. B. im Lichte der Kalzium-Linien (Ca) oder Wasserstofflinien (H_α), so ändert sich das Sonnenbild mit schmaler werdendem Monochromatorspalt. Die Fackelfelder werden dichter, ausgedehnter und heller, und die Flecken werden mehr und mehr davon überdeckt. Diese Fleckenfelder sind eng verwandt mit den oben beschriebenen Fackeln der Photosphäre. Im Vergleich zu diesen photosphärischen Fackeln bezeichnen wir sie als chromosphärische Fackeln, und die hier sichtbar werdenden hellen Elemente der Granulationsstruktur nennt man Ca-Flocculi. Außerdem sieht man auf diesen Bildern dunkle schlangenartige Gebilde, die als Filamente und am Rande als Protuberanzen gekennzeichnet werden. In den Fackeln und Filamenten wird Sonnenmaterie, vor allem Kalzium und Wasserstoff, im ionisierten Zustand emporgeschleudert. Bei stärkeren Ausbrüchen (Eruptionen), ist diese geladene Materie in der Lage, die Sonne zu verlassen. Dieser Korpuskelstrom ist, wenn er die Erde trifft, die Hauptursache der Funkstörungen. Bei stärkeren Eruptionen erzeugt der intensive Lichtblitz im UV eine Ionisationszunahme in der unteren Ionosphäre, die zu einer starken Dämpfungszunahme im Funkverkehr auf der Tagesseite der Erde, dem sog. Mögel-Dellinger-Effekt, führt. Man beobachtet ihn in verschiedenen Intensitätsabstufungen, und in manchen Fällen ist eine relativ geringe Dämpfungszunahme Vorbote einer Störung. Der radial ausgeschleuderte Korpuskelstrom trifft die Erde (entsprechend einer Geschwindigkeit von 1700 km/sec) etwa 24 Stunden später, nachdem das Aktivitätszentrum den Meridian Sonne-Erde passiert hat. Die Wahrscheinlichkeit für diesen Kontakt ist um so größer, je näher das Aktivitätszentrum beim Durchgang in dem ekliptischen Äquator liegt. Die folgende Tabelle 2 zeigt die heliographische Breite in Abhängigkeit von der Jahreszeit, die einem ekliptischen Äquatordurchgang eines Zentrums entsprechen würde:

Tabelle 2

		heliogr. Breite
12. Aug. — 4. Okt.		+ 7°
28. Juli — 11. Aug.	u. 5. Okt. — 19. Okt.	+ 6°
17. Juli — 27. Juli	21. Okt. — 30. Okt.	+ 5°
7. Juli — 16. Juli	31. Okt. — 8. Nov.	+ 4°
28. Juni — 6. Juli	9. Nov. — 17. Nov.	+ 3°
19. Juni — 27. Juni	18. Nov. — 25. Nov.	+ 2°
11. Juni — 18. Juni	26. Nov. — 3. Dez.	+ 1°
2. Juni — 10. Juni	4. Dez. — 11. Dez.	0°
25. Mai — 1. Juni	12. Dez. — 19. Dez.	— 1°
10. Mai — 24. Mai	20. Dez. — 27. Dez.	— 2°
8. Mai — 15. Mai	28. Dez. — 5. Jan.	— 3°
27. April — 7. Mai	6. Jan. — 14. Jan.	— 4°
16. April — 26. April	15. Jan. — 25. Jan.	— 5°
2. April — 15. April	26. Jan. — 8. Febr.	— 6°
9. Febr. — 1. April		— 7°

Auf Grund vorstehender Ausführungen kann man also, wenn die Lage der Fleckengruppen bzw. Fackelfelder in heliographischen Koordinaten durch die Beobachtungen der Sonnenobservatorien bekannt ist, den Durchgang eines Aktivitätszentrums, das am Ostrand der Sonne sichtbar wird oder nach einer Sonnenrotation wiederkehrt, etwa berechnen und auch das mög-

liche Eintreffen eines Korpuskelstromes auf der Erde abschätzen. Die Hauptschwierigkeit besteht aber in der Feststellung des Aktivitätsgrades dieses Zentrums. Dabei versteht man unter Aktivität die Tatsache, daß in diesem Gebiet Eruptionen möglich sind, bei denen die Materie die Sonne verläßt. Diese Feststellung ist zum Teil recht schwierig. Sie ist Aufgabe der Sonnenphysiker, die außer den notwendigen Geräten auch über die erforderliche große Erfahrung verfügen. Im bereits erwähnten Spektrohelioskop widmet man nicht allein sein Interesse den Fackelfeldern, sondern ist auch sehr an den bereits erwähnten Filamenten interessiert, da sie in engster Verbindung mit chromosphärischen Eruptionen auftreten. Jedoch erzeugt nicht jede Eruption ein eruptives, d. h. aufsteigendes Filament. Während die Eruption ganz auf die Chromosphäre beschränkt ist, strömt das Filament mit großer Geschwindigkeit von der Eruption weg in fast radialer Richtung bis in einige 100 000 km Höhe. Die Geschwindigkeit nimmt bis zur Spitze ab, und es kehrt sich hier die Bewegungsrichtung um. Das Zurückströmen erfolgt etwa in derselben Bahn. Wenn der Anstieg besonders heftig ist, können Teile des Filamentes sich ganz von der Sonne entfernen. Diese Filamentstrahlung überlagert sich der der chromosphärischen Eruptionen.

Der ebenfalls zur Sonnenüberwachung benutzte Koronograph dient der Beobachtung der Koronastrahlung, des äußersten Teiles der Sonnenatmosphäre. Sie kann bei Sonnenfinsternissen am Sonnenrand bis zu Entfernungen von mehreren Sonnenradien nachgewiesen werden. Bezüglich der Koronaform besteht insofern ein enger Zusammenhang mit den Protuberanzen, als diese ebenfalls zur Zeit des Maximums in fast allen Positionswinkeln, zur Zeit des Minimums dagegen nur in Breiten kleiner als 60^0 auftreten. Der Koronograph gestattet eine dauernde Überwachung der Intensitätsverteilung des Koronalichtes durch eine besonders wirksame Abdeckung der Sonnenscheibe in einem Fernrohr (künstliche Sonnenfinsternis). Die Beobachtung erfolgt meistens im monochromatischen Licht der grünen Koronalinie 5303 Å und der roten Linie 6374 Å. Voraussetzung für die Beobachtung sind ganz einwandfreie Verhältnisse (keine Schlierenbildung usw.), weshalb Koronabeobachtungen nur auf hohen Berggipfeln durchgeführt werden können, z. B. bei uns in Deutschland im Sonnenobservatorium Wendelstein. Infolge des Zusammenhanges mit den Protuberanzen und deren Beziehungen zu Fleckengruppen bzw. Fackelgebieten besteht die Wahrscheinlichkeit, daß sich am Ostrand der Sonne auftauchende Aktivitätszentren und am Westrand verschwindende durch eine Erhöhung der Koronaintensität anzeigen. Beobachtungen dieser Art sind also für die Feststellung der Aktivität der Zentren von größter Bedeutung.

Außer mit den genannten Hilfsmitteln kann man auch auf Grund großer Erfahrung die Aktivität aus der Fleckenentwicklung schätzen. Junge Gruppen, also A-Flecken, sind, wenn sie eine rasche Entwicklung zeigen, besonders aktiv (vgl. die Brunnersche Entwicklungsskala).

Der Funkwetterdienst wird von den Sonnenobservatorien laufend unterrichtet über Position, Zahl der Flecken, Relativzahl, Größe und Entwicklungsstadium der Fleckengruppen und Fackelfelder, ferner über Koronabeobachtungen und Aktivität der Zentren.

In Bild 27 sind in Spalte d die wichtigsten dieser Daten für die Zeit einer Sonnenrotation (Nr. 1613. 9. 4. bis 5. 5. 1951) eingetragen. In einer die Vorderseite der Sonne darstellenden Merkatorprojektion zwischen $\pm 40^0$ heliographischer Breite (mittlere Linie = Sonnenäquator) ist für jeden Tag

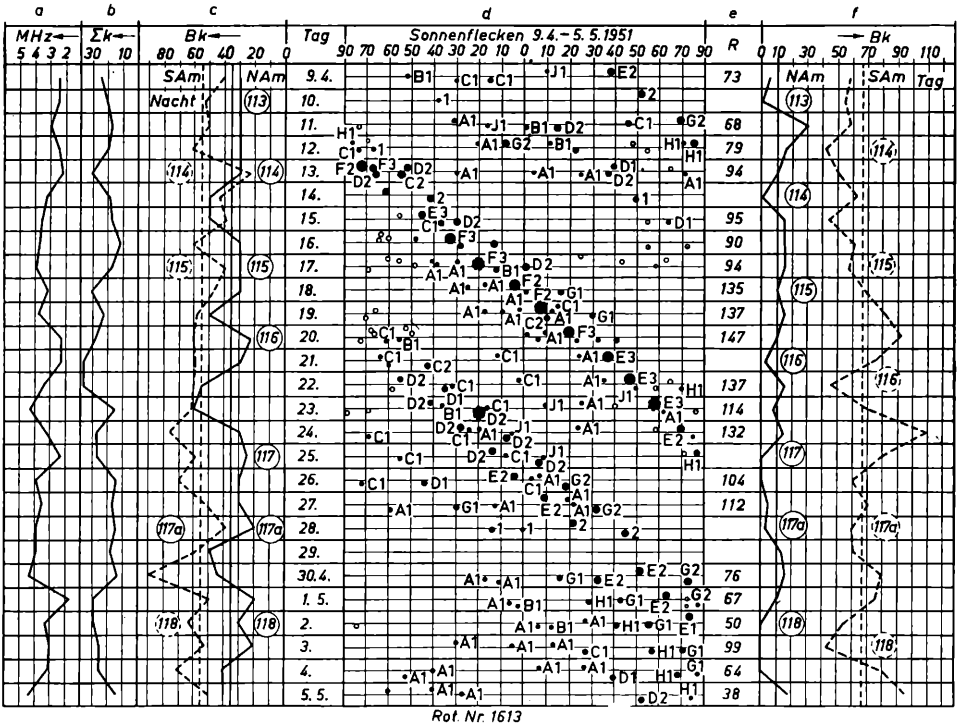


Bild 27. Täglicher Vergleich des Funkwetters verschiedener Richtungen (Spalten c und f) mit Sonnenvorgängen (Spalten d und e), Erdmagnetik (Spalte b) und Grenzfrequenzen der Ionosphäre (Spalte a) für Prognosezwecke.

die jeweilige Fleckenlage dargestellt. Vom Zentralmeridian 0 aus (Mitte von Spalte d) ist links die östliche Länge, rechts die westliche aufgetragen. Die durch Punkte dargestellten Fleckengruppen kommen vom Ostrand, wandern nach etwa 7 Tagen durch den 0-Meridian und verschwinden nach etwa weiteren 7 Tagen am Westrand. Die Größe der Punkte ist ein Maß für die Größe der Fleckengruppe entsprechend der Zahl der Einzelflecken in folgenden Stufen: 1—7, 8—15, 16—32, 33—64, >64. Das Entwicklungsstadium wird nach der oben erwähnten Buchstabenskala von Brunner beschrieben. Die angefügte Ziffer gibt den geschätzten Grad der Aktivität in einer Skala von 1 bis 3 wachsend an. Beobachtete Eruptionen in der Umgebung der Fleckengruppen sind durch gezahnte Punkte dargestellt. Photosphärische Fackelgebiete ohne Flecken sind durch Kreise gekennzeichnet. Der ekliptische Äquator liegt für die Zeit des Durchganges durch den 0-Meridian bei ca. -6^0 heliographischer Breite. In Spalte e ist ferner rechts die tägliche Sonnenfleckenrelativzahl eingetragen nach den Beobachtungen der Observatorien Wendelstein und Schauinsland. Koronabeobachtungen sind nicht besonders verzeichnet. Die in einer Gedächtnisskala geschätzte Intensität war bei dem Passieren dieser Fleckengruppen sowohl am Ost- als auch am Westrand erhöht, was eine Aktivität dieser Gruppen andeutet.

Der Einfluß dieses Sonnengeschehens auf das Funkwetter ist in den Spalten c und f gezeigt, in denen die Funkwettergüte der Richtungen Nord- und Südamerika in BK-Werten dargestellt ist, und zwar in Spalte c für das

Nachtgebiet (jeweils die auf das Datum folgende Nacht) und in Spalte f für das Tagesgebiet (Nordamerika (USA) ausgezogene Kurven, Südamerika gestrichelte Kurven). Die Mittelwerte der Rotation sind durch entsprechende Gerade dargestellt. Die eingetretenen Störungen sind zur besseren Unterscheidung numeriert. Die Rotation beginnt für Nordamerika (NAm) mit den schlechten Bedingungen Nr. 113. Am 11. zeigt sich am Tage ein starker Anstieg (positive Phase), in der Zeit vom 12. bis 14. ein erneutes Absinken, hervorgerufen durch den vom 11. bis 13. durchgehenden Schwarm von B 1-, D 2-, G 2- und A 1-Gruppen. Es ist besonders zu bemerken, daß der Durchgang eines größeren Schwarmes eine zusammenhängende Störung darstellt, gekennzeichnet durch einen stetigen Abfall (Nr. 114). Nachts gehen die Störungen Nr. 113 und 114 für NAm ineinander über, während sie für Südamerika (SAm) getrennt erscheinen. Der nächstfolgende Fleckenschwarm D 2, F 3, B 1, A 1, der in der Zeit vom 17. bis 20. durchgeht, wirkt sich im wesentlichen nur nachts aus, und zwar für SAm schwächer als für NAm Für NAm beginnt die Störung in der Nacht vom 16. auf den 17., für SAm erst in der Nacht vom 17. auf den 18. Nach einer vorübergehenden Besserung am 19. bewirkt die an diesem Tag als letzte des Schwarmes durchgehende A 1-Gruppe einen erneuten Abfall am 20. und 21. für NAm (Nr. 116). Die Tagesstörung Nr. 116 für SAm hängt wahrscheinlich mit einer durch das Erscheinen eines neuen Schwarmes am Ostrand am 20. und 21. bewirkten Dämpfungszunahme zusammen. Die steigenden Grenzfrequenzen bis zum 24. führen zu einer positiven Phase. Außerdem ist vermutlich für den Anstieg am 24. auch die durch das Verschwinden des vorhergehenden Schwarmes am Westrand bedingte Dämpfungsabnahme mit verantwortlich (steigende BK, wenn Grenzfrequenzzunahme überwiegend). In der Nacht vom 24. zum 25. beginnt in Richtung NAm die mit dem Durchgang dieses Schwarmes, bestehend aus J 1-, D 2-, C 1-, A 1-, E 2-Gruppen, zusammenhängende Störung des Funkwetters Nr. 117, die bei dem Durchgang eines A 1-Fleckes am 28. nochmals einen Impuls erhält (Nr. 117 a), der sich für SAm stärker auswirkt als die Nr. 117 selbst. Zum Schluß der Rotation erzeugt ein Durchgang eines Schwarmes aus A 1- und B 1-Flecken in der Zeit vom 1. bis 3. 5. die stärkste Störung Nr. 118.

Wesentlich ist, daß im gezeigten Beispiel nicht einzelne Fleckengruppen die Störung bestimmen, sondern ganze Schwärme einen jeweils zusammenhängenden Störungsverlauf ergeben. Es kommt nach dem Durchgang einer Gruppe nicht zu einem Abklingen der Störung, sondern die Störung setzt sich weiter fort, bis der ganze Schwarm durchgegangen ist. Der Verlauf der Güte des Funkwetters, ausgedrückt durch die BK, läßt die Dauer und Intensität der Gesamtstörung erkennen, wobei auch die Fälle miterfaßt werden, für die optische Sonnendaten keine Hinweise geben (M-Gebiete). Die Störung Nr. 115 z. B. beginnt für NAm bereits in der Nacht vom 16. auf den 17., während der Durchgang des ersten D 2-Fleckens des Schwarmes erst am 17. erfolgt. Die die Fleckengruppe umgebenden größeren Fackelgebiete, die nicht durch Flecken gekennzeichnet sind, passieren schon vorher den Meridian. Unter Berücksichtigung der Laufzeit hatte ihr Durchgang schon in der Nacht vom 15. zum 16. begonnen.

Im Störungsablauf können wir zwei definierte Zeiten unterscheiden, nämlich erstens: den Beginn der Störung, gerechnet vom ersten Absinken der Funkwettergüte, und zweitens: das Störungsmaximum, d. h. die Tage mit dem niedrigsten Gütewert. Bild 28 zeigt als Ergebnis einer Jahres-

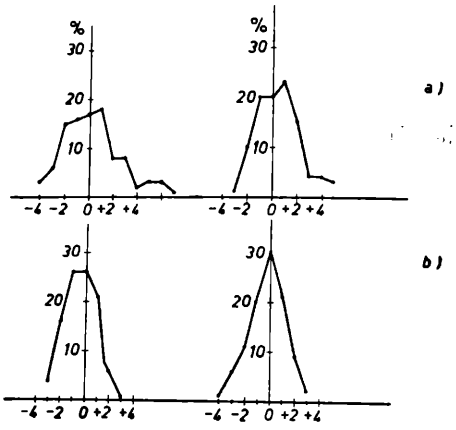


Bild 28. Häufigkeitsverteilung der Durchgänge von Fleckengruppen des Jahres 1950 a) in Bezug auf den Störungsbeginn, b) in Bezug auf das Störungsmaximum.

statistik (NAm 1950) die Häufigkeitsverteilung der Durchgangszeit der Flekkengruppen der Schwärme in Bezug auf den Störungsbeginn und auf das Störungsmaximum, und zwar getrennt nach Tages- und Nachtstörungen. In Bild 28 a sieht man ein nur schwach ausgeprägtes Häufigkeitsmaximum einen Tag nach dem Durchgangsmittel. Fast ebenso häufig begann die Störung nachts bereits während des Durchganges und am Tage bis zu 24 Stunden vor diesem Zeitpunkt. Bild 28 b gibt die Häufigkeitsverteilung in Bezug auf das Störungsmaximum. Eine ausgeprägte Häufigkeit liegt nachts bei dem Meridiandurchgang. Am Tage ist die Häufigkeitskurve, wie aus Bild 28 a ersichtlich, breiter.

Beim Durchgang einer Fleckengruppe ist normalerweise etwa 24 Stunden später der Störungsbeginn zu erwarten. Die gefundenen Häufigkeitskurven, die z. T. eine Breite von $\pm$ 2 Tagen um den Meridiandurchgang haben, kommen durch das Auftreten der Fleckengruppen in größeren Schwärmen zustande, wobei der Schwarm als ganzes die Störung kennzeichnet (Beginn und Maximum). Die breiteren Tageskurven im Vergleich zu den Nachtkurven sind u. U. auf den Dämpfungseinfluß zurückzuführen.

Bild 29 a zeigt eine Häufigkeitsverteilung der Störungsdauer für 1950, nach der Störungen von 2 bis 3 Tagen Dauer am häufigsten auftraten. Bild 29 b gibt in einem Punktfeld die Dauer der Störungen als Funktion der geschätzten Aktivität der Fleckengruppen (Ziffern 1 bis 3). Über 2 Tage hinausgehende Störungen sind im wesentlichen auf Gruppen der Aktivität 2 zurückzuführen. Bei den bis zu 2 Tage dauernden Störungen sind die Aktivitätsziffern 1 und 2 fast gleichmäßig vertreten. Der relativ seltene Wert 3 bringt gelegentlich kurze, gelegentlich auch länger andauernde Störungen.

In Bild 27 war der Einfluß der Sonne auf das tägliche Funkwetter unterschiedlich für Nord- und Südamerika. Diese Tatsache ist durchaus verständlich, denn wir wissen heute, daß es verschiedene Arten von Ionosphärenstürmen gibt. Entsprechend den Ausführungen des vorhergehenden Abschnittes VII lassen sich dabei gewisse Grundtypen unterscheiden. Aus diesen Gründen ist z. B. das Verhältnis der Störungsintensität für Nord- und Südamerika bzw. der Verlauf der Störung von Fall zu Fall verschieden.

In Spalte a ist das von der I-Station Lindau beobachtete tägliche Grenzfrequenzminimum der F_2-Schicht eingetragen zur Charakterisierung des örtlichen Ionosphärenzustandes über Mitteleuropa. Bei den Durchgängen zeigt

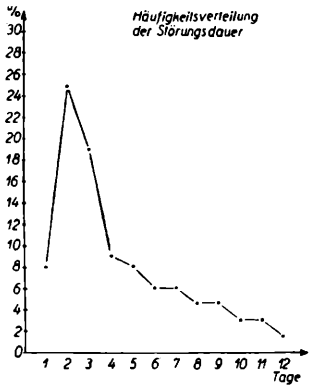


Bild 29 a. Häufigkeitsverteilung der Störungsdauer für das Jahr 1950

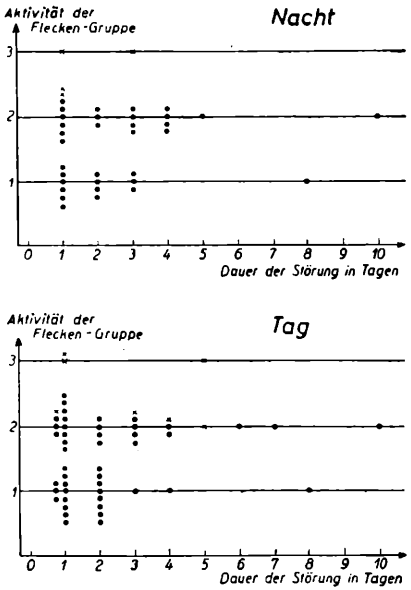


Bild 29 b. Die Störungsdauer als Funktion der Aktivität der Fleckengruppen (geschätzte Skala 1 bis 3 nach Prof. Müller, Sonnenobservatorium Wendelstein).

sich jeweils ein mehr oder weniger großes Absinken, antiparallel verlaufend mit der erdmagnetischen Unruhe, die in Spalte b durch die Tagessumme der Bartelschen Kennziffern K nach Messungen des Erdmagnetischen Observatoriums Fürstenfeldbruck dargestellt ist. Wie schon in früheren Beispielen erwähnt, tritt beim Eintreffen der Korpuskularstrahlung eine Zunahme der erdmagnetischen Unruhe ein. Die Bartelschen K-Werte drücken in einem annähernd logarithmischen Maß (Basis 2) die maximale Gamma-Amplitude ($\gamma = 10^{-5}$ Gauss) der Abweichung vom ruhigen Verlauf im dreistündlichen Zeitraum aus. Die Tagessumme ist heute besser ersetzt durch das bereits früher erläuterte AK-Maß. Das Beispiel in Bild 27 wurde jedoch aus der weiter zurückliegenden Zeit des Sonnenfleckenmaximums gewählt, da hier die Fleckenhäufigkeit und ihre Aktivität wesentlich größer war als zur Zeit des jetzigen Minimums.

Wie die Praxis zeigt, ist es für Prognosen zweckmäßig, die Wiederkehr von Funkstörungen getrennt zu untersuchen, und zwar

a) durch solare Daten,
b) mittels der Erdmagnetik,
c) auf Grund von „senkrechten" Grenzfrequenzen (örtlicher Ionosphärenzustand),
d) durch Funkwetterdaten, z. B. BK-Werte (weltweite Störungsauswirkung).

Die solaren Daten gestatten eine zeitliche Festlegung eines möglichen Funkwettergeschehens in Bezug auf die Störungsursachen, soweit diese erkannt wurden. Die Erdmagnetik erlaubt schon eine gewisse Aussortierung

von Störungsursachen, die offenbar nicht wirksam wurden, oder läßt auch einen zunehmenden bzw. abnehmenden Einfluß eines Zentrums erkennen. Die Ionosphärenmessungen zeigen die örtliche Störungsauswirkung, während man aus den Funkwetterdaten (BK) den weltweiten Störungsablauf entnehmen kann, u. a. den Störungstyp, d. h. die unterschiedliche Auswirkung der Störung in den verschiedenen Richtungen, also das tatsächliche Geschehen in Bezug auf den Funkverkehr. In dem Bild 30 wird für diese Periodizitätsbetrachtung ein Beispiel gegeben, ebenfalls aus der Zeit des Sonnenfleckenmaximums des Jahres 1949. Es handelt sich um die Sonnenrotationen 1594 bis 1599, die sich etwa über ein halbes Jahr erstrecken. Die oberen beiden Kurven stellen die BK für USA dar, abgeleitet aus WWV-Beobachtungen, und zwar ist die ausgezogene Kurve die Tages-BK und die gestrichelte die Nacht-BK. Die jeweiligen Rotationsmittelwerte sind durch entsprechende Geraden dargestellt. Man sieht, wie der Tagesmittelwert vom Winter zum Sommer fällt und der Nachtmittelwert zum Sommer steigt, was die bekannte Tatsache zum Ausdruck bringt, daß die Nordamerikabedingungen in den Sommermonaten am Tage schlechter und nachts besser sind als in den Wintermonaten. Am Tage liegen im Sommer die Grenzfrequenzen niedriger und die Dämpfung ist höher. Nachts sind dagegen die Grenzfrequenzen im Sommer höher. Die Störungen zeigen sich dadurch an, daß die BK-Werte unter das Rotationsmittel sinken. Sie sind der Übersicht halber numeriert. Die strichpunktierte Linie im unteren Teil der Darstellung zeigt das Grenzfrequenzminimum der I-Station Lindau, und zwar ist immer der Wert der auf das Datum folgenden Nacht eingetragen. Unter dem Datum ist die magnetische Unruhe in der Internationalen Charakterzahl C ($\bullet = 1$, $o = 2$) vermerkt. Über dem Datum sind Fleckendurchgänge eingetragen. Tage, an denen besonders intensive Eruptionen beobachtet wurden, sind durch Pfeile bzw. Doppelpfeile gekennzeichnet. Ab Rotation 1596 sind die Fleckengruppen entsprechend der gemeldeten Aktivität unterschieden durch die angegebene Zeichenerklärung (· Aktivität 1, × Aktivität 2).

Der Durchgang der Flecken erfolgt auch hier zur Zeit des Sonnenfleckenmaximums in großen Schwärmen. Man sieht zunächst die unterschiedliche Auswirkung der Störungen im Tages- und Nachtgebiet; man kann außerdem die Wiederholungstendenzen erkennen. Die Störung Nr. 25, die am 19. November 1949 durch eine sehr starke Eruption ausgelöst wurde und sich hier im wesentlichen nur am Tage auswirkte, hat in der nächsten Rotation die Tages- und Nachtstörung Nr. 30 zur Folge. In der nächsten Rotation Nr. 1596 scheint sich dieses Störungszentrum aufzuteilen in die Nr. 34 und 35, die sich in den folgenden Rotationen fortsetzen mit den Nr. 39 und 40, 43 und 44, 46 bis 48. Aus der leichten Andeutung einer Störung Nr. 35 α in Rot. 1596 entwickelt sich in der nächsten Rotation die stärkere Störung 41, aus der Andeutung 41 α in Rot. 1597 die Störung 44 α in der folgenden Rot. 1598 u.s.f. Aus der Störung 33 entwickelt sich offenbar 38, 42, 45, 50—51.

Neben der aus den solaren und erdmagnetischen Daten folgenden Wiederholungstendenz zeigt sich die summierende Wirkung der Einzelstörungen in dem Funkwettergeschehen (BK) am besten. Man erkennt im Wiederkehrzyklus gut die jeweilige Entwicklungstendenz. Die BK ist besonders empfindlich, weil sie sowohl den Grenzfrequenzeinfluß als auch den Dämpfungseinfluß erfaßt, und weil manche Störungen sich zuerst durch eine Dämpfungszunahme, andere wiederum zuerst durch einen Grenzfrequenzabfall ankün-

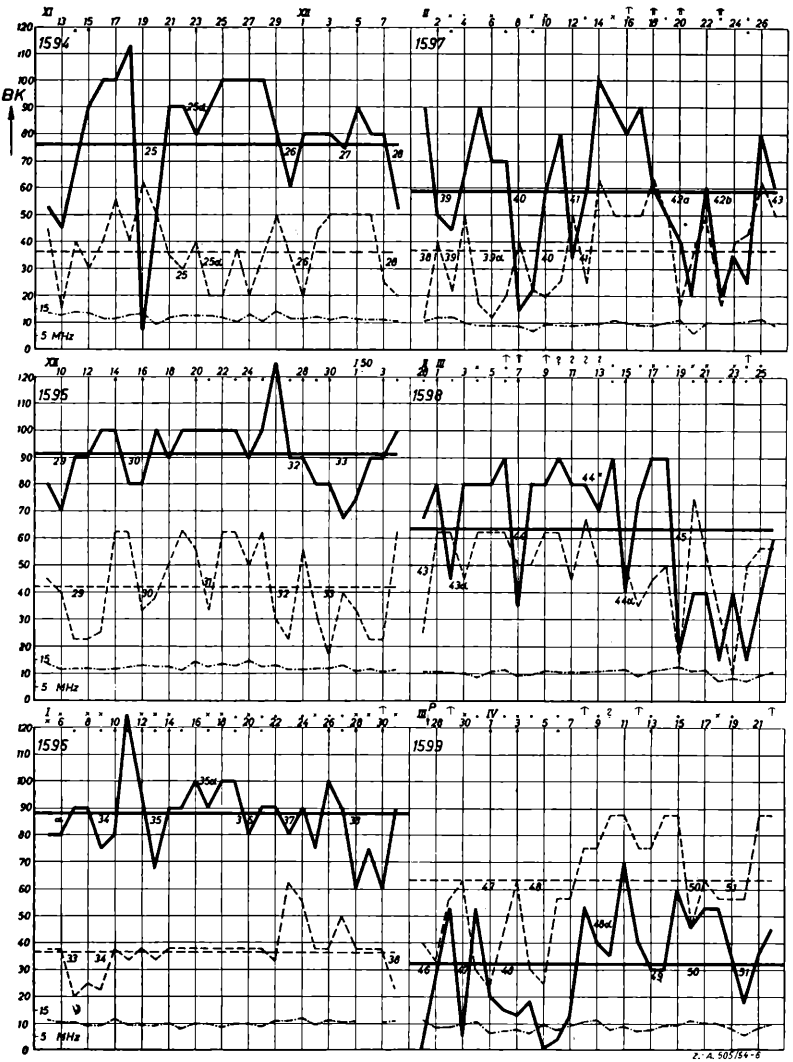


Bild 30. Die Ausnutzung des mit der Sonnenrotation zeitweise quasiperiodischen Funkwettergeschehens zum Zwecke der Prognose. Darstellung des USA-Funkwetters für die Rotationen Nr. 1594 bis 1599 (etwa erste Jahreshälfte 1950) durch die Bandkennziffer BK, abgeleitet aus WWV-Beobachtungen der Funkkontroll-Meßstelle München („Tag" ausgezogene, „Nacht" gestrichelte Kurven). Die untere strichpunktierte Kurve stellt das Lindauer Grenzfrequenzminimum der einzelnen Tage dar. Sonnenvorgänge und Erdmagnetik sind durch im Text erklärte Zeichen dargestellt.

digen. Wegen der verschiedenen Typen von Ionosphärenstürmen ist es zweckmäßig, für die Prognose mehrere Hauptrichtungen der Überseefunkdienste gleichzeitig zu überprüfen, weil eine Störung in der einen u. U. stärker in Erscheinung tritt als in einer anderen. Für die Prognose wird dabei für die Zeit der Wiederkehr eine relativ langsame, stetige Veränderung des Störungstypus angenommen. Bild 31 zeigt an einem Beispiel aus dem Sonnenfleckenminimum (September und Oktober 1954) eine für Prognosezwecke täglich fortzusetzende Übersicht der BK-Werte für Nord- und Süd-

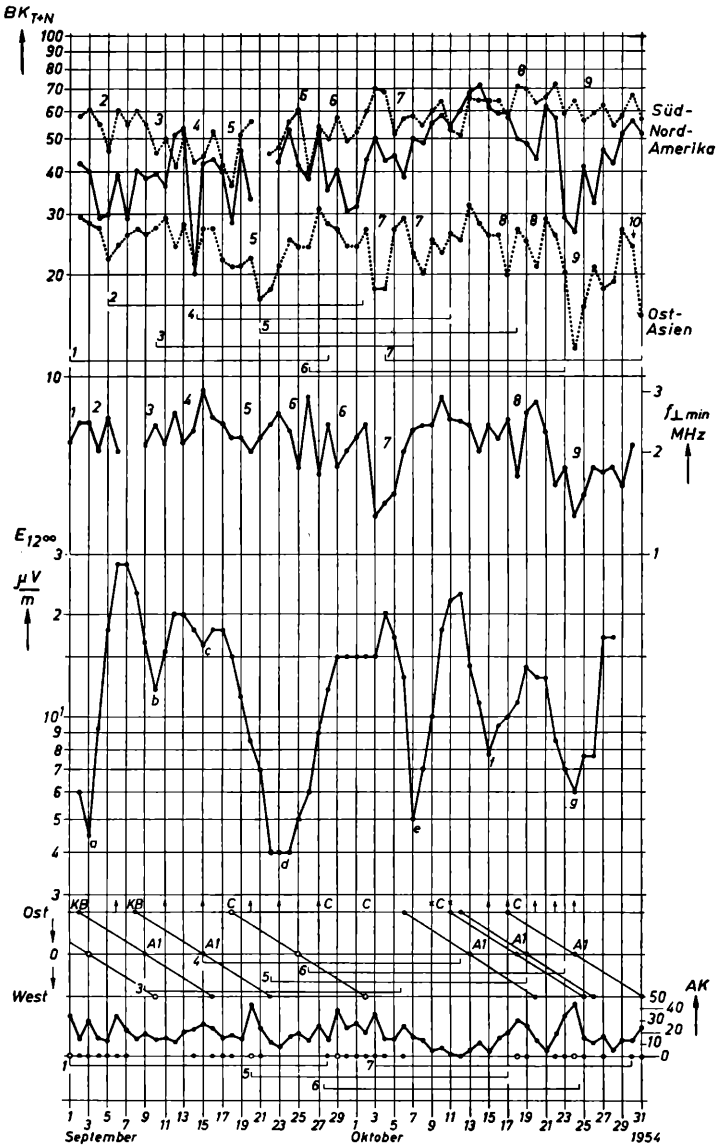


Bild 31. Fortlaufende Darstellung der wesentlichsten Daten des Funkwetters zum Zwecke der Tages- und Wochenprognosen.

amerika und Ostasien. Außer dem von der I-Station Lindau gemessenen F_2-Grenzfrequenzminimum dienen Mittagsfeldstärkewerte einer in Lindau beobachteten niedrigen Frequenz (Norddeich 2614 kHz, Entfernung ca. 400 km) zur Kennzeichnung des örtlichen Ionosphärenzustandes. Im unteren Teil ist eine schematische Darstellung der Flecken- und Fackel-Wanderungen auf der Sonne gegeben. Ferner ist noch die Änderung der erdmagnetischen Unruhe durch AK-Werte (Kurve) und C-Werte (Punkte, Kreise) dargestellt. Oberhalb des schematischen Sonnenbildes ist durch C eine Erhöhung der Koronaintensität gekennzeichnet. KB bedeutet „keine Beobachtung". Pfeile (↑) kennzeichnen Zeiten mit einem verstärkten Ansprechen von Ionisationskammern durch Höhenstrahlung oder Radioaktivität. Die Kreuze (×) be-

deuten sog. Bursts, d. h. plötzliche Zunahmen der radiofrequenten Sonnenstrahlung im Meterwellengebiet. Eine solche laufend fortgesetzte Übersicht bietet viele Anhaltspunkte bei der Aufstellung von Tages- und Wochenprognosen. Betrachten wir zuerst die Kurve der Mittagsfeldstärke, d. h. der bei maximaler Dämpfung gemessenen Feldstärke (vgl. Bild 8), und zwar für die Zeit vom 17. bis 29. September. Die am 18. beginnende Feldstärkeabnahme deutet auf eine Dämpfungszunahme hin. Sie geht parallel mit dem Sichtbarwerden eines photosphärischen Fackelgebietes am Ostrand und erreicht ein Maximum einige Tage vor dem errechneten Durchgang. Mit der Weiterwanderung dieses Gebietes in Richtung Westrand klingt die Dämpfung wieder ab. Ähnliche Erscheinungen treten auch beim Durchgang von Flecken auf. Sind mehrere Gruppen gleichzeitig vorhanden, so überlagern sich die Vorgänge, die auf die Intensitätszunahme einer Wellenstrahlung zurückzuführen sind. Die Wellenstrahlung rührt von den auftauchenden Aktivitätszentren her und bewirkt im unteren Ionosphärengebiet eine Ionisationserhöhung. Eine tägliche Dämpfungszunahme kündigt deshalb u. U. ein neues vom Ostrand kommendes Aktivitätszentrum an, das unter Umständen optisch gar nicht nachweisbar ist (M-Gebiete), aber beim Durchgang durch den Meridian wirksam wird. Das Erscheinen des A_1-Fleckes am 6. Oktober bringt z. B. eine starke Dämpfungszunahme am 7., die in der Folge wieder abklingt. Eine weitere Zunahme der Dämpfung zeigt sich beim Erscheinen der A_1-Flecke am 13. Das Maximum am 19. ist bestimmt sowohl durch die abnehmende Dämpfung auf Grund des ersten am Westrand verschwindenden A_1-Fleckes als auch durch die schon zunehmende Dämpfung mit dem Auftauchen des letzten A_1-Fleckes am Ostrand am 17. Oktober [16].

Den gesamten Funkwetterverlauf im Beispiel 31 kann man etwa wie folgt analysieren:

Dem durch die Fackel verursachten Feldstärkeminimum a folgt die Störung Nr. 2. Dem durch den A_1-Fleck erzeugten Feldstärkeminimum b folgt die Störung Nr. 3; sie ist nur in Richtung Südamerika ausgeprägt und verläuft ohne erdmagnetische Unruhe. Das Feldstärkeminimum c entspricht den Störungen Nr. 4. Das Feldstärkeminimum d zeigt einen Zusammenhang mit den Störungen 5 und 6, wobei die letztere durch einen vorhergehenden Fackeldurchgang gekennzeichnet ist (photosphärische Fackel im Randgebiet der Sonne gesehen). Sicherlich ist aber auch am 19./20. September ein Aktivitätszentrum durchgegangen, das nicht durch optische Strahlung gekennzeichnet war oder aus Sichtgründen nicht beobachtet werden konnte. Es hatte einen erdmagnetischen Anstieg und eine Verschlechterung der Bedingungen besonders in Richtung Ostasien zur Folge. Die die Störungen Nr. 6 begleitende erdmagnetische Unruhe setzt sich fort bis zum 9. Oktober. In diese Zeit fällt noch ein neuer Störungsimpuls Nr. 7, der sich zuerst besonders in den Richtungen Südamerika und Ostasien ausprägt. Die mit dem Erscheinen des A_1-Fleckes am Ostrand zusammenhängende Feldstärkeabnahme (e) reduziert sich sehr rasch während der Wanderung des Fleckes bis zum Zentralmeridian. Offenbar hat seine Aktivität entsprechend abgenommen, denn sein Durchgang am 13. Oktober hat keine nennenswerte Störung und erdmagnetische Unruhe zur Folge. Die nächstfolgenden A_1-Flecken sind wieder durch Dämpfungsschwankungen (f, g) belegt und erzeugen die stärkeren Störungen 8 und 9 parallel gehend mit erdmagnetischer Unruhe.

Die Störungen prägen sich verschieden aus im Lokalzustand der Ionosphäre über Mitteldeutschland und in dem weltweiten ionosphärischen Geschehen für die angegebenen Hauptfunkrichtungen. Demgegenüber zeigen die Durchgangszeiten der festgestellten Zentren auf der Sonne und teilweise auch der erdmagnetische Zustand zeitliche Differenzen. Die Untersuchung der periodischen Wiederholung ist deshalb getrennt für die Funkwettergüte BK, für die lokalen Ionosphärenwerte sowie für die Sonnendurchgänge und erdmagnetischen Störungen durchzuführen, wie es hier durch Klammern angedeutet ist. Erst die Zusammenfassung der Einzelergebnisse läßt das zu erwartende Funkwetter am deutlichsten erkennen. Die Störungen 5 und 7 wirken sich am stärksten in der OAs-Richtung aus, während die Störung Nr. 3 (D-Typ) allein in der SAm-Richtung in Erscheinung tritt. Eine deutlich ausgeprägte Wiederholung haben die Störungen 1 bzw. 2, 6 und 9. Für SAm ist die Tendenz abklingend, für NAm und OAs zunehmend (Verschiebung des Störtypus D in C oder A). Dasselbe gilt für 3 bzw. 4, 7, 10 und 5, 8. Dieses Abklingen der SAm-Störungen geht parallel mit dem allgemeinen Anstieg der SAm-Werte nach der länger andauernden Depression während der Störungen 3 bis 5. Das Maximum der Funkwettergüte für NAm liegt am 14. Oktober. Dieser Anstieg hängt wohl mit der Tatsache zusammen, daß in der korpuskularen Emission der Sonne in der Zeit vom 7. bis 15. ein ausgeprägtes Minimum vorhanden ist entsprechend dem starken Rückgang der erdmagnetischen Unruhe. Die beste Korrelation mit der Erdmagnetik zeigt immer die NAm-Richtung wegen ihrer größeren Nähe des magnetischen Pols.

Das Erscheinen der Flecke bzw. Fackeln ist durch eine Erhöhung der Koronaintensität C gekennzeichnet bis auf den am 13. Oktober durchgehenden A_1-Fleck, der kaum eine Wirkung zeigte, weder erdmagnetisch noch ionosphärisch. Mit der Koronaerhöhung treten gleichzeitig am 10. „Bursts" auf, die auf erhöhte Aktivität schließen lassen für die am 18./19. durchgehenden A_1-Flecken. Die Tage mit stärkerem Ansprechen von Ionisationskammern gruppieren sich entsprechend den Aktivitätszeiten im September und in der zweiten Oktoberhälfte, während sie in der ersten Oktoberhälfte fehlen. Inwieweit hier Höhenstrahlungseffekte vorliegen, ist nicht sicher geklärt. Bei den ungepanzert oder mit geringer Abschirmung durchgeführten Ionisationskammermessungen werden auch die Schwankungen der Radioaktivität mitregistriert. Es besteht heute jedoch kein Zweifel darüber, daß ein gewisser Anteil der kosmischen Strahlung von der Sonne herrührt, und es ist deshalb die Vermutung berechtigt, daß, wenn es gelingt, diesen Anteil deutlich zu registrieren, seine Intensitätsschwankungen Aufschlüsse über den jeweiligen Aktivitätszustand der Sonne geben. Für die zeitliche Festlegung von Wiederkehrzentren der Störungen geht man in der Praxis folgendermaßen vor:

1. Starre 27-tägige Ableitung eines zeitlichen Ablaufes in den einzelnen in Bild 31 wiedergegebenen Prognosedaten, entsprechend den Ereignissen der vorhergehenden Sonnenrotation.
2. Genauere Festlegung der möglichen Störenzentren unter Berücksichtigung ihrer zeitlichen Verschiebung gegenüber der 27-tägigen Wiederkehr (Eigenbewegung, Breitenabhängigkeit der Rotationsdauer usw.) auf Grund der beobachteten Verhältnisse von zwei zurückliegenden Sonnenrotationen.
3. Berücksichtigung der intensitätsmäßigen Auswirkung und Entwicklung der Störzentren durch Untersuchung der Entwicklungstendenz in zwei zurückliegenden Sonnenrotationen.

4. Abschließende Festlegung eines wahrscheinlichen Funkwetterablaufes für die einzelnen Funklinien auf Grund der Ergebnisse von 1. bis 3. bei Unterscheidung einzelner Störungstypen.

Für die Vorhersage wird zunächst angenommen, daß das Störungsverhältnis von Tag und Nacht ebenso wie auch die unterschiedliche Beeinflussung der einzelnen Richtungen für die Zeit einer Sonnenrotation eine stetige Entwicklung zeigt, die sich durch Vergleich der beiden vorhergehenden Rotationen abschätzen läßt.

Die Periodizitätsbetrachtung wird vom Funkwetterdienst des FTZ zur Aufstellung der Wochenprognosen benutzt. Diese am Ende jeder Woche für jeweils 10 Tage ausgegebenen und sich damit um 3 Tage überlappenden Prognosen enthalten Güteziffern für Tag und Nacht für die Überseefunkrichtungen USA, Südamerika und Ostasien, ferner für den Europaverkehr. Für letzteren wird die Prognose getrennt gegeben für hohe in Grenzfrequenznähe gelegene Frequenzen (überwiegender Grenzfrequenzeinfluß) und für weit unterhalb der Grenzfrequenz liegende (nur Dämpfungseinfluß). Für diese 10-Tagesprognosen kann für die ersten 7 Tage noch das auf der Sonne beobachtbare Geschehen mit verwertet werden (ein am Ostrand aufgetauchtes Aktivitätszentrum braucht etwa 7 Tage bis zum Durchgang, d. h. bis zur Störungsauswirkung). Auf diese Weise können neu entstandene Aktivitätsherde in die Prognose mit einkalkuliert werden. Ebenso kann für den ersten Tag der Prognose die vorher bestandene Entwicklungstendenz mit berücksichtigt werden.

Tagesprognosen korrigieren laufend die Vorschau der Wochenprognose. Sie werden zweimal täglich vom FTZ ausgegeben, und zwar vormittags für den Tag und die folgende Nacht, nachmittags für die Nacht und den folgenden Tag. Für jeden Zeitraum enthalten sie eine Güteziffer zur Kennzeichnung der Lage bei Beginn des Zeitraumes und eine zweite Ziffer zur Kennzeichnung der Entwicklungstendenz, wobei die zweite Ziffer etwa die Güte am Ende dieses Zeitraumes ausdrückt. Die Differenz beider ist proportional etwa dem T_r-Wert der Gl. 11. Die Tagesprognose gründet sich auf eine Beurteilung der Lage und Abschätzung der Entwicklungstendenz sämtlicher Prognosedaten, nämlich Magnetik, Sonnenlage, Dämpfungsschwankungen, Grenzfrequenzmessungen, Funkwettergüte BK usw. gemäß den zu Bild 31 gemachten Ausführungen. Für alle diese Daten erhält der Funkwetterdienst täglich Meß- und Beobachtungsergebnisse von den in der Arbeitsgemeinschaft „Ionosphäre" zusammengeschlossenen Instituten und von Funkstellen der DBP. Kurzfristige eigene Beobachtungen des Funkwetterdienstes ergänzen das Bild. Nach Prüfung sämtlicher Unterlagen in Bezug auf ihre in der vorliegenden Arbeit geschilderten prognostischen Eigenschaften wird der Zustand bei Beginn der Vorhersagezeiträume und die Entwicklungstendenz des Funkwetters abgeschätzt. Es sei hier nochmals betont, daß die kurzfristige Vorhersage des Funkwetters immer eine Abschätzung bleiben wird, solange nicht ein sicherer „Vorläufer" der Störungen gefunden ist. Für die Ermittlung eines solchen hat der CCIR auf seiner letzten Tagung in London den Verwaltungen die Durchführung eines besonderen Studienprogrammes empfohlen. Inwieweit hierfür die vorher einsetzende magnetische Unruhe geeignet ist, ergaben statistische Untersuchungen. Die Wahrscheinlichkeit einer Vorhersage auf Grund einer einige Stunden vor Beginn des Ionosphärensturmes einsetzenden erdmagnetischen Unruhe entspricht im Sonnenfleckenmaximum der kurzfristigen Wettervorhersage, im Minimum liegt sie dagegen niedriger, und zwar im Winter für geomagnetische Breiten $< 55^0$ unter 50 %[17].

Die Verwendung der individuellen Richtungskennziffern des Funkwetters im Prognosedienst dient folgenden Zwecken:

1. Erfassung des Gesamtstörungsverlaufes (Überlagerung von aufeinanderfolgenden Einzelstörungen) und der Entwicklungstendenz.
2. Eingliederung der Störungen hinsichtlich der verschiedenen Störungstypen (Richtungsabhängigkeit).
3. Periodizitätsbetrachtungen, d. h. Entwicklung der Störungstypen und der Intensität sowie der zeitlichen Lage in ca. 27-tägiger Folge.
4. Darstellung des tatsächlichen Funkwetterablaufes für Vergleichszwecke mit der Prognose.

Die Punkte 1. bis 3. wurden bereits behandelt. Für Punkt 4. soll im folgenden noch ein Beispiel gegeben werden. Bild 32 zeigt Ergebnisse der Wochen- und Tagesprognosen für 3 Störungsabläufe. Der Vergleich mit dem tatsächlichen Funkwetter — es handelt sich um die Richtung USA — ist mit BK-Gütewerten, die aus ÜFB-Beobachtungen ermittelt sind, durchgeführt. Die Zuordnung der Gütewerte zu den errechneten BK_r-Werten ist auf der Ordinate vermerkt. Die ausgezogene Kurve stellt diesen tatsächlichen Güteverlauf dar. Die eingetragenen Kreise bedeuten die 10-tägigen Vorhersagen

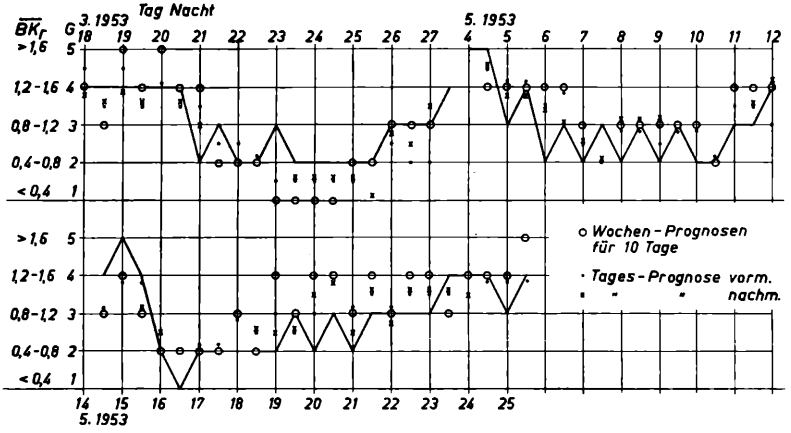


Bild 32. Aus der relativen Bandkennziffer BK_r abgeleitete Gütewerte des tatsächlichen Funkwetters im Vergleich zu den Güteziffern der Tages- und Wochenprognosen des FTZ.

der Wochenprognose, Kreuze und Punkte die Tagesprognosen (Mittel aus Güte und Entwicklungstendenz). Die Übereinstimmung ist in den drei Beispielen recht gut. Man erkennt insbesondere im letzten Beispiel, in dem die Störung in der Wochenprognose länger dauernd angenommen ist, den laufend korrigierenden Einfluß der Tagesprognose auf die Wochenprognose. Die Beispiele zeigen, daß man durch Kombination sämtlicher Hinweise schon teilweise einen recht guten Wahrscheinlichkeitsgrad erreichen kann.

Selbstverständlich birgt die Funkwettervorhersage noch eine ganze Reihe von Problemen in sich. Zur weiteren Verbesserung der Genauigkeit der Prognosen wurden auf der letzten CCIR-Tagung in London 1953 eine Reihe von Studienprogrammen aufgestellt, die in Zusammenarbeit mit der URSI von den einzelnen Verwaltungen bearbeitet werden sollen. Es handelt sich besonders um die Untersuchung des erdmagnetischen Einflusses, des E_s-Schicht-Einflusses, der Streuung am Boden und in der Ionosphäre, die Verbesserung

des solaren Index (bisher Sonnenfleckenrelativzahl) und die schon erwähnte Suche nach einem kurzfristigen Index u. a. Außerdem wird eine enge Zusammenarbeit aller beteiligten Stellen angestrebt, wie sie bei uns schon in der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre gepflegt wird. Zweifellos ließen sich noch durch eine Vergrößerung des Netzes der Ionosphärenbeobachtungsstationen und durch einen raschen Nachrichtenaustausch zwischen den beteiligten Institutionen und Vorhersagediensten wesentliche Verbesserungen erzielen.

VIII. Zusammenfassung

Auf Grund der Kennzifferdarstellung des Funkwetters werden die verschiedenen „Störungstypen" und die Zusammenhänge des Funkwetters mit den solaren Ursachen und der erdmagnetischen Unruhe besonders auch im Hinblick auf die zum Teil vorhandene quasiperiodische Wiederkehr von Störungen erörtert. Für kurzfristige Prognosen läßt die Kennzifferdarstellung die Tendenz des Funkwetters und ihre Unterschiede in den verschiedenen Richtungen erkennen. Zum Schluß wird die praktische Durchführung täglicher Prognosen des Funkwetters besprochen.

Summary

Basing on the description of the radio propagation conditions by a character figure the different „types of disturbances" and the connections of radio propagation conditions with the solar causes and the geomagnetic activity are discussed especially with respect to quasiperiodical return of disturbances as partly existing. For short-time forecasts the description by character figures makes obvious the tendency of the radio propagation conditions and its differences in the different directions. Concluding the practical accomplishment of daily forecasts of the radio propagation conditions is dealt with.

Résumé

Fondé sur la description de la propagation radioéléctrique par un chiffre indicatif les „types différents de dérangement" et la connexité de la propagation radioéléctrique avec les causes solaires et l'activité géomagnétique sont discutés particulièrement en considération du retour quasipériodique des dérangements comme ils existent dans une certaine mesure. Pour des prévisions à court terme la description par des chiffres indicatifs fait connaître la tendance de la propagation radioéléctrique et ses différences dans les directions différentes. Enfin l'exécution pratique des prévisions quotidiennes de la propagation radioéléctrique est discutée.

IX. Schrifttum

12. H. Uyeda, Ionospheric storms in middle and low latitudes (Symposion on ionospheric storm 13. mai 1953). Report of Ionosphere Research in Japan. VIII Nr. 1 (1954), S. 3—10.
13. D. F. Martyn, The morphology of ionospheric disturbances in the F_2 region. Report of Ionosphere Research in Japan. VIII Nr. 1 (1954), S. 11—16.
14. K. Miya, Characteristics of ionospheric disturbance during a severe magnetic storm. Report of Ionosphere Research in Japan. VIII Nr. 1 (1954), S. 35—38.
15. M. Waldmeier, Ergebnisse und Probleme der Sonnenforschung. Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig 1941.
16. G. Lange-Hesse, 27-tägige Variationen in der D-Schicht-Absorption der Ionosphäre über Singapore und Slough. Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics. 3. 1953, 153—162.
17. G. Lange-Hesse, Systematische Untersuchungen über den Einfluß der erdmagnetischen Unruhe auf die Tagesgrenzfrequenzen der F_2-Schicht. Arch. elektr. Übertr. 8. 1954, 143—154.

Herausgeber: Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Karl Herz, (16) Darmstadt, Rheinstraße 110. Schriftleitung: Oberpostdirektor Dr.-Ing. Hermann Richard, (1) Berlin-Tempelhof, Alboinstr. 27, und Postrat Prof. Dr.-Ing. habil. Horst Teichmann, (13a), Nürnberg 2, Lützowstr. 3. Verlag: Verlag für Wissenschaft und Leben Georg Heidecker, (13a) Windsheim (Mittelfr.), Külsheimer Straße 11, Postscheckkonto Nürnberg 5 13 60, Fernsprecher Windsheim 148. Druck: Universitäts-Buchdruckerei Junge & Sohn, (13a) Erlangen, Brucker Str. 8/10. Postversandort (13a) Erlangen.
Nachdruck, Vervielfältigungen jeder Art und Übersetzungen des Inhalts oder von Teilen daraus nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlags

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 3, MÄRZ 1955 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Die videofrequente Pegelmessung bei Fernsehübertragungen

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

Von **Hans Bödeker**, Darmstadt

Mit 4 Bildern

DK 621.397.8

Ein Pegelmeßverfahren und ein dementsprechend gebautes Pegelmeßgerät, das im Fernsehlabor des Fernmeldetechnischen Zentralamtes entwickelt wurde, werden beschrieben.

A method for measuring signal levels and an instrument for measuring these levels, built according to these principles, has been developed in the television laboratory of the Central Telecommunication Office of the German Federal Post Office and will be described.

Description d'un procédé de mesure des niveaux et d'un appareil de mesure y adapté, développé et construit dans le laboratoire de télévision du Fernmeldetechnisches Zentralamt.

A. Einleitung

Das an die Fernseh-Rundfunksender zwecks drahtloser Abstrahlung zu übertragende Bildsignal-Gemisch enthält neben den Signalen des Bildinhalts die Synchronisierzeichen, die in Lücken des Bildinhaltes am Ende einer jeden Zeile und eines jeden Halbbildes eingefügt sind. Die elektrischen Verhältnisse dieses „videofrequenten" (VF) Signalgemisches sind teils durch die Fernsehnorm vorgeschrieben und teils durch Übereinkunft zwischen den Rundfunkgesellschaften, der beteiligten Industrie und der Deutschen Bundespost im Fernsehausschuß der Funkbetriebskommission festgelegt worden. Es gelten z. Z. die in Bild 1 dargestellten Spannungswerte und Pegelverhältnisse. Die Übergabe dieses VF-Signalgemisches soll auf koaxialen Leitungen mit 75 Ohm Wellenwiderstand vorgenommen werden. Alle an der Fernsehübertragung beteiligten Stellen müssen die Pegelwerte messen können, um sie in den vorgeschriebenen Toleranzgrenzen zu halten.

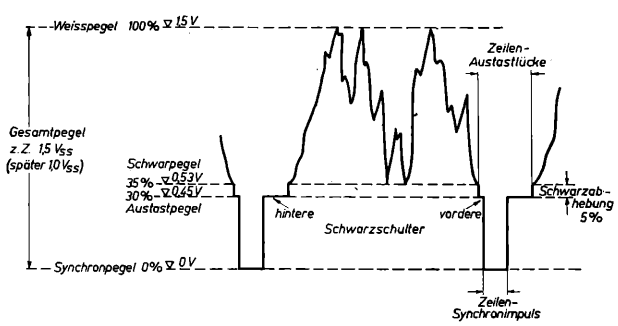


Bild 1. Spannungswerte und Pegelverhältnisse im VF-Signalgemisch

Die üblichen Spitzenspannungs-Meßgeräte sind für diesen Zweck unbrauchbar, weil sie kurzdauernde Spannungsspitzen, die in unregelmäßiger Folge erscheinen, nicht mehr richtig registrieren. Zum Messen der Fernsehspannungen eignen sich deshalb nur Kathodenstrahl-Oszillographen.

B. Pegelkontrolle mit geeichten Oszillographen

Als Pegelmeßgeräte werden z. Z. in der Hauptsache Oszillographen benutzt, auf deren Leuchtschirmen

Strichmarken in der Höhe des Synchron-, Austast- und Weißpegels angebracht sind. Weitere Striche in bestimmten Abständen parallel zu den Pegelmarken können vorgesehen sein, um prozentuale Abweichungen von den Sollwerten ablesen zu können. Solchermaßen ausgestattete Pegeloszillographen müssen mit einer genau meßbaren Wechselspannung geeicht werden. Ein entsprechendes Meßinstrument und ein Umschalter sind dafür vorgesehen, um den Verstärkungsgrad des Oszillographen bei der Eichung richtig einstellen zu können. Im Betriebe ist eine wiederholte Nachprüfung der Eichung notwendig, weil Schwankungen der Netzspannung oder Erwärmung von Schaltelementen u. U. Änderungen des Verstärkungsgrades verursachen.
Ein genaueres Messen — besonders bei abweichenden Pegelverhältnissen — ist mit dieser Einrichtung nicht möglich. Sie erlaubt nur ein mehr oder minder genaues Abschätzen. Es wurde daher nach einem Verfahren gesucht, das ein wirkliches Messen der Fernseh-Pegelverhältnisse gestattet.

C. Neues Pegelmeßverfahren

Im Fernsehlabor des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost ist ein Fernseh-Pegelmeßgerät entwickelt worden, das — zusammen mit einem Kathodenstrahl-Oszillographen — ein exaktes und bequemes Messen sowohl der absoluten Spannungswerte als auch der Pegelverhältnisse in Prozenten des Gesamtpegels ermöglicht.
Das Meßverfahren ist, kurz beschrieben, das folgende: Der zu messende Vorgang und eine einstellbare und genau meßbare Vergleichsspannung — als Gleichspannung — werden über eine Relais-Umschaltvorrichtung im schnellen Wechsel an den Eingang eines Kathodenstrahl-Oszillographen gelegt. Im Oszillogramm erscheinen dann beide Vorgänge neben- oder ineinander geschrieben. Sie werden durch Einstellung der Vergleichs- und einer Verschiebespannung auf gleiche Oszillogrammhöhe gebracht. Die Spannung des auszumessenden Vorgangs ist dann gleich der an einem Meßinstrument ablesbaren Vergleichsspannung.
In Bild 2 ist die Schaltung des speziell für die Fernsehübertragungstechnik ausgeführten Pegelmeßgerätes dargestellt. Bild 3 zeigt dessen äußere Ansicht. Für die Zuführung des videofrequenten Signalgemisches sind zwei parallel geschaltete Buchsen vorgesehen, die es ermöglichen, das Meßgerät auch in eine durchgehende Leitung hochohmig einzuschalten. Bei im Meßgerät endender Leitung wird mittels des Schalters S_3 ein Abschlußwiderstand R_2 von 75 Ohm eingeschaltet. Der hochohmige Eingang des Oszillographen wird mittels einer kurzen, kapazitätsarmen Leitung mit der entsprechend bezeichneten Buchse des Pegelmeßgerätes verbunden. Der Umschaltkontakt des Relais 2 stellt im Ruhezustand eine Verbindung zwischen dem Bildsignaleingang über C_5 zum Oszillographen her, auf dessen Leuchtschirm das Oszillogramm erscheint und passend eingestellt wird.
Beim Einschalten der Netzspannung beginnen die beiden Relais zu arbeiten. Gleichzeitig wird durch den Gleichrichter G eine Gleichspannung erzeugt und in einer Siebkette geglättet. Ein Teil dieser Gleichspannung wird an einem Spannungsteiler (R_4, R_5) abgegriffen und vom Meßinstrument angezeigt. Diese Teilspannung dient als Vergleichsspannung bei der Aus-

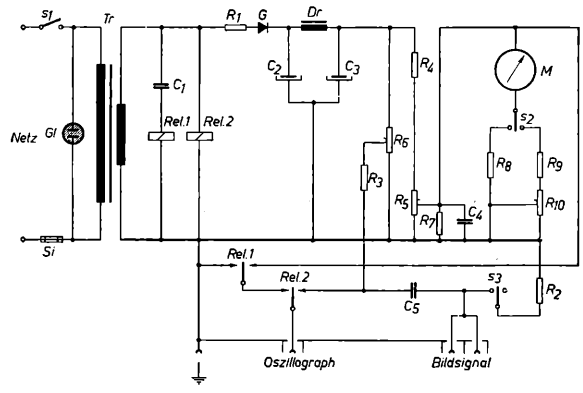


Bild 2. Schaltbild des Fernseh-Pegelmeßgerätes

Bild 3. Außenansicht des Fernseh-Pegelmeßgerätes

messung des Oszillogramms. Die beiden Relais arbeiten mit der Netzfrequenz 50 Hz. Da die Kontaktumschlagzeiten verhältnismäßig kurz und daher zu vernachlässigen sind, liegen die Kontaktzungen jeweils etwa $^1/_{100}$ Sekunde an einem der beiden Kontakte an. Durch Einschaltung eines Kondensators C_1 in den Antriebsstromkreis des Relais 1 wird dessen Stromphase um 90° gegen die des anderen Relais verschoben. Der Kontaktumschlag beider Relais ist dadurch um eine Viertelperiode der Netzfrequenz verschieden. Hierdurch entsteht eine Spannungsstufe aus Nullpotential und Vergleichsspannung in der Zeit, in der der Kontakt des Relais 2 nach links gelegt ist. Die Höhe der Stufe im Oszillogramm ist gegeben durch die Größe der eingestellten Vergleichsspannung. Sie muß so eingestellt werden, daß sie mit dem auszumessenden Vorgang auf die gleiche Höhe kommt. Mit einer am Potentiometer R_6 einstellbaren Verschiebespannung läßt sich der auszumessende Vorgang genau zur Deckung mit der Stufe bringen.
Das Aussehen solcher Oszillogramme zeigen die Aufnahmen des Bildes 4. Das Fernseh-Signalgemisch wurde einem Philips-Bildmuster-Generator entnommen. Es besteht aus Spannungssprüngen, die im Fernsehbild als schwarz-weiße, senkrechte Balken erscheinen, und aus kurzen Spannungsspitzen, die in den schwarzen Balken als dünne, weiße Linien stehen. In den Oszillogrammen des Bildes 4 b, d und f, die mit einer Zeitablenkung von halber Zeilenfrequenz geschrieben sind, lassen sich die Einzelheiten gut erkennen. Der Zeilen-Synchronimpuls — in der Bildmitte sichtbar — ist in die Lücke hineingesetzt, die durch

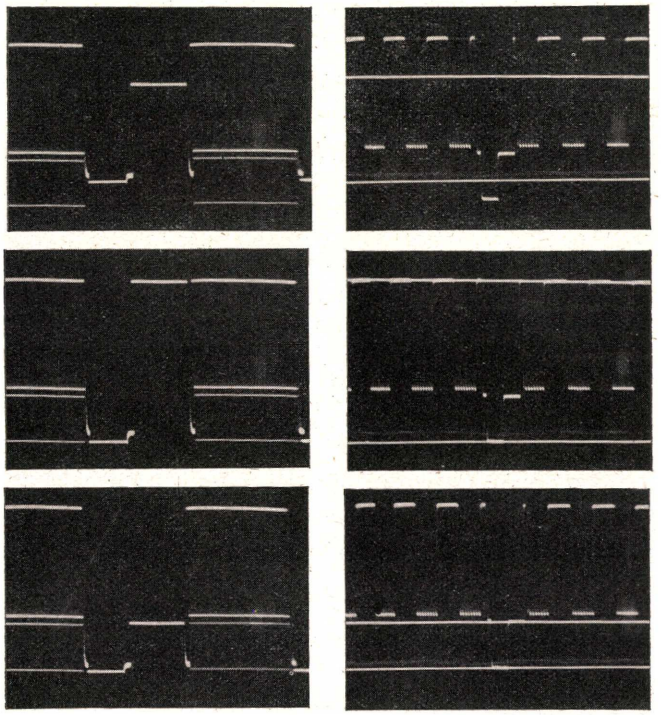


Bild 4. Oszillogrammbilder bei der Fernseh-Pegelmessung.
Linkes Bild: Zeitbasis 25 Hz (Bildfrequenz)
Rechtes Bild: Zeitbasis 7,8 kHz (halbe Zeilenfrequenz)

Austastung der Spannungssprünge jeweils am Ende einer jeden Zeile gewonnen wird. (Vergleiche hierzu auch Bild 1.) Bei den mit geringer Geschwindigkeit geschriebenen Oszillogrammen der Bilder 4 a, c und e zeichnen sich diese Vorgänge im linken und rechten Teil gewissermaßen als „Pegellinien" ab, weil sie sehr dicht nebeneinandergeschrieben werden; während im mittleren Teil die Vergleichs-Spannungsstufe zu sehen ist. Diese Oszillogramme sind mit einer Zeitbasis-Frequenz von 25 Hz — d. i. die Bildwechselfrequenz — geschrieben und mit den Bildwechselimpulsen synchronisiert. Jeder Abschnitt des Oszillogramms dauert also $^1/_{100}$ Sekunde. (In den Bildern sind nur drei Abschnitte wiedergegeben. Der vierte wurde aus Gründen der Platzersparnis abgeschnitten.) Je nach Einstellung der Frequenz der Zeitbasis erscheinen also die Spannungsstufe und der auszumessende Vorgang nebeneinander (linke Bildreihe) oder ineinander geschrieben (rechte Bildreihe). Die Lage des Nullpotentials ist durch die untere, waagerechte Linie gegeben. Der Abstand von dieser bis zur oberen, waagerechten Linie entspricht der vom Instrument angezeigten Vergleichsspannung.

D. Beispiele von Messungen

1. Spannungsmessung des Gesamtpegels

Zur Absolutmessung der Spannung des Gesamtpegels wird die untere Meßlinie (Nullpotential) durch Einstellung der Verschiebespannung (R_6) auf die Höhe der negativen Spannungsspitze — d. i. der Synchronpegel — gebracht (Bild 4 c und d). Dann wird die obere Meßlinie durch Verändern der Meßspannung (R_5) auf die Höhe der positiven Spannungsspitzen — d. i. der Weißpegel — verschoben. Am Meßinstrument ist dann die absolute Spannung des Gesamtpegels in Volt (V_{ss}) abzulesen, wenn der Umschalter S_2 nach links in Stellung „Volt" umgelegt ist und den geeichten Vorwiderstand R_8 mit dem Meßinstrument in Reihe schaltet.

In gleicher Weise können auch Spannungsstufen und sonstige Teilspannungen im Oszillogramm ausgemessen werden, wenn man diese durch die beiden Meßlinien von oben und unten eingrenzt. Die Verschiebespannung gibt die Möglichkeit, die beiden Meßlinien an jede Stelle im Oszillogramm zu bringen.

2. Spannungsmessung der Synchronimpulse

Nachdem in der eben beschriebenen Weise die untere Meßlinie auf die Höhe des Synchronpegels eingestellt ist, wird die obere Meßlinie auf die Höhe des Austastpegels verschoben (Bild 4 e und f). Das Meßinstrument zeigt dann die Spannungsgröße der Synchronimpulse an.

3. Messung des Synchronimpuls-Anteils in Prozenten des Gesamtpegels

Wie vorher beschrieben, wird zunächst der Gesamtpegel eingestellt. Der Schalter S_2 wird nach rechts in Stellung „%" umgelegt. Er verbindet das Meßinstrument mit einem veränderbaren Vorwiderstand (R_9, R_{10}), durch dessen Betätigung der Zeiger auf den Endausschlag 100 der %-Skala eingestellt wird. Die obere Meßlinie des Oszillogramms muß nunmehr durch Veränderung der Meßspannung (R_5) auf die Höhe des Austastpegels verschoben werden. Das Meßinstrument zeigt dann auf der %-Skala den Anteil der Synchronimpulsspannung in Prozenten des Gesamtpegels an.

In gleicher Weise kann so auch die Größe der Schwarzabhebung oder anderer Teilspannungen gemessen werden.

E. Vorteile dieses Meßverfahrens

Bisher war es auch üblich, die Ausmessung von Oszillogrammen durch Anlegen eines Maßstabes vorzunehmen und das Verhältnis durch Ausrechnung festzustellen. Dies hat jedoch den Nachteil, daß

1. die optische Ablesung an sich schon ziemlich ungenau ist und noch durch Parallaxenfehler verschlechtert wird,
2. die Amplitudenabhängigkeit des Oszillographenverstärkers (Krümmung der Röhrenkennlinien) einen weiteren Fehler in die Messung hineinbringt.

Auch das einleitend beschriebene Meßverfahren zur Pegelkontrolle enthält den durch Kennlinienkrümmung bedingten Meßfehler, der bei Alterung der Röhren beachtliche Werte annehmen kann, ohne vom Bedienungspersonal erkannt zu werden.

Das in der vorliegenden Arbeit beschriebene Meßverfahren schließt diesen Fehler aus, denn die Einstellung erfolgt parallaxenfrei, und Fehler durch Kennlinienkrümmungen können sich nicht auswirken, weil der Oszillographenverstärker sowohl vom auszumessenden Vorgang als auch vom Meßvorgang im gleichen Kennlinienbereich ausgesteuert wird. Es wird außerdem eine Gleichspannung zum Vergleich verwendet, die durch Zeigerinstrumente genauer und einfacher zu messen ist als eine Wechselspannung.

In gleicher Weise, wie hier am Beispiel der Fernseh-Pegelmessung beschrieben, kann das Meßverfahren auch zur Ausmessung beliebiger anderer Vorgänge verwendet werden.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 3, MÄRZ 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Statistische Untersuchungen an Kurzwellenübertragungswegen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt und dem Funkamt Frankfurt a. M.

Von **W. Kronjäger** und **K. Vogt**

DK 621.396.8

Durch die Verwendung statistischer Methoden beim Studium der Schwundvorgänge können für die Parameter der Medianwerte der Feldstärken und der Streuwerte Zahlenwerte ermittelt werden, die eine Aussage über den Ausbreitungsvorgang zulassen.
In der vorliegenden Arbeit wird über die Ergebnisse der statistischen Untersuchungen an Kurzwellen-Telephonie-Strecken berichtet, die mit einer auf der Überseefunkempfangsstelle Eschborn aufgebauten Empfangsanlage gewonnen wurden.

The use of statistical methods for the investigation of fading effects allows to deduce figures for the parameters of the medial values of fieldstrength and random signal levels. These figures permit to make statements on the propagation.
The present report gives the results of statistical investigations on shortwave telephony links, obtained from a receiving equipment installed in the transatlantic receiving station Eschborn.

Par l'application de méthodes statistiques à l'étude de l'évanouissement peuvent être déterminées — pour les paramètres des valeurs médianes des intensités de champs et des valeurs de dispersion — des valeurs numériques qui permettent des indications sur la propagation.
Dans l'exposé suivant sont développés les résultats de recherches statistiques effectuées sur des liaisons téléphoniques à ondes courtes, résultats obtenus par une installation de réception montée à la station de réception d'émissions radio d'outre-mer d'Eschborn.

1. Einleitung

Statistische Untersuchungen über die zeitliche Verteilung des Empfangsfeldes bei der Übertragung über die Ionosphäre sind bisher nur in geringem Umfang bekanntgeworden [1, 2]. Die von *Großkopf* veröffentlichten Messungen zeigen, daß in der Mehrzahl der Beobachtungsfälle die stündlichen Schwankungen des Feldes amerikanischer Kurzwellensender (Sender WWV — Empfangsort Darmstadt) durch eine logarithmisch normale Verteilungsfunktion gekennzeichnet werden, d. h. die Amplitudenverteilung der log. gewerteten Feldstärke wird im Wahrscheinlichkeitsnetz (Abszisse nach der Feldstärke in db, Ordinate nach dem *Gauß*schen Integral geteilt) durch eine gerade Linie wiedergegeben.

In der vorliegenden Arbeit werden die Messungen über eine größere Zahl von Funkstrecken verschiedener Richtung und Abstand durchgeführt, um die Gültigkeit der bisher gewonnenen Werte der statistischen Parameter für das Kurzwellen-Empfangsfeld zu überprüfen bzw. die Kenntnis über diese Werte zu erweitern. Die gleichzeitig vorgenommenen Messungen der niederfrequenten Pegelschwankungen auf Kurzwellen-Telephoniestrecken [3, 4] bedingen die Untersuchung der Schwundvorgänge an Sendern der Betriebsart *A* 3 bzw. *A* 3 b.

2. Meßanordnung

Die beobachteten Ein- und Zweiseitenband-Telephonie-Sender werden über Rhombus-Antennen, entsprechend dem Azimut der Sendestation, mit einem Einseitenband-Empfänger aufgenommen, an dessen Regelspannungsleitung das Registriergerät, Häufigkeitszähler genannt, angeschlossen ist. Dieses Gerät [2, 5, 6] mißt die Verweilzeit der Feldstärkeamplitude in 10 Amplitudenwertbereichen und ergibt für einen vorgegebenen Beobachtungszeitraum die statistische Verteilung dieser Schwankungsgröße als Summenhäufigkeit. Aus der im Wahrscheinlichkeits-db-Netz aufgetragenen Verteilungskurve lassen sich die statistischen Parameter, Medianwert der Feldstärke F_m (Wert in db über 1 µV/m, der in 50 % der Beobachtungszeit erreicht oder überschritten wird) und die Streuung σ [10 %-Streuung als Differenz zwischen dem 10 %- bzw. 90 %-Wert der log. gemessenen Feldstärke F einerseits und dem Medianwert andererseits: $\sigma = F(10) - F_m = F_m - F(90)$], bezogen auf den Beobachtungszeitraum, unmittelbar entnehmen.

Zur getreuen Wiedergabe der Amplitudenschwankungen des Empfangsfeldes mit einer oberen Schwankungsfrequenz von etwa 1 Hz muß die Empfangsanordnung weitgehend trägheitsfrei sein, sowohl hinsichtlich der Einschwingzeit des Zählgerätes als auch der Zeitkonstanten der Schwundregelung des Empfängers. Zur Prüfung der Kurvenverzerrung durch den Häufigkeitszähler werden an die Regelspannungsleitung des Empfängers das Zählgerät und ein Dämpfungsschreiber nach *Neumann* mit einer Einschwingzeit von 140 msec in Serie geschaltet und die gleichzeitig aufgenommenen Amplitudenverteilungskurven hinsichtlich ihrer Streuwerte verglichen. Dabei können die Angaben des Häufigkeitszählers sofort aufgetragen werden, während die Schreibkurve des Dämpfungsschreibers erst statistisch ausgewertet werden muß. Der Vergleich ergibt über längere Beobachtungsreihen eine recht gute Übereinstimmung. Zur Einstellung der Zeitkonstanten der Schwundregelung des Meßempfängers wird zu diesem Empfänger (Zählgerät in der Regelleitung) ein ungeregelter Empfänger (Zählgerät am NF-Ausgang) an die gleiche Rhombus-Antenne bei Empfang eines unmodulierten Senders über Entkopplungsglieder parallel geschaltet. Mit einer Zeitkonstanten von 0,1 sec stimmen die Streuwerte beider Empfangsanlagen überein.

3. Ergebnis der Messungen

In der Tafel 1 sind die Sender mit Angaben der Entfernung, des rechtweisenden Azimutes und der Senderleistung aufgeführt, bei denen die Messungen

Tafel 1

Sender	Entfernung in km von Eschborn	r. w. Azimut	Senderleistung kW
Däventry	700	293	—
Rom	1070	161	—
Ankara	2200	112	10
Kairo	2900	131	10
New York	6100	294	40/60
Tokio	9300	38	10
B'Aires	11500	231	20

der Schwankungen des Empfangsfeldes für den Träger bzw. Restträger durchgeführt wurden.
Die Sender Daventry und Tokio sind Zweiseitenbandsender, alle übrigen Sender Einseitenbandsender mit — 20 db Restträger. Der Antennengewinn der Sendeantennen bei Betriebsfrequenzen um 15 MHz beträgt bei allen Stationen 12 db (Rhombus-Antennen), nur bei der Station Buenos Aires ist der Gewinn 16 db (Dipolgruppe mit Reflektor).

a) Verteilungsfunktion des Schwundes

Ein eingehendes Studium der Zeitdauer für die Aufnahme einer Verteilungskurve ergibt bei gleichmäßigen Übertragungsbedingungen gleiche Streuwerte der Amplitudenverteilungen bei 6 bis 30 min Perioden. Längere Meßperioden sind durch den Tagesgang der Feldstärke unzweckmäßig, kürzere Perioden enthalten zu wenig Einzelwerte für die statistische Auswertung. Mit Rücksicht auf die schnellen Änderungen des Schwundcharakters und die durch den Betrieb bestimmten Schaltzeiten wird die Meßperiode zu 15 min festgelegt.
Während die Mehrzahl der Einzelverteilungen der Feldstärke log. normal ist (gerade Linie im Wahrscheinlichkeits-db-Netz), zeigt eine Anzahl von Kurven einen S-förmigen Charakter bzw. eine konvexe oder konkave Krümmung. Die Analyse dieser Verteilungskurven (s. auch [2]) ergibt auch hier log. normale Verteilungen für die sich überlagernden Einzelkurven mit verschiedenen Medianwerten der Feldstärke und geänderten Streuwerten, bedingt durch die Änderung des Schwundcharakters und des Feldniveaus während der Meßperiode. Die Kurven mit S-förmigem Charakter entstehen im einfachsten Fall durch die Überlagerung von zwei log. normalen Kurven gleicher Streuwerte, aber mit verschiedenen Medianwerten. Die Kurven mit einseitiger Krümmung entstehen durch die Überlagerung von mindestens zwei Kurven mit verschiedenen Streuwerten und gleichen oder verschiedenen Medianwerten.

Tafel 2

Funklinie	Frequenz kHz	Beobachtungszeitraum	Gesamtzahl der Einzelbeobachtungen	Anzahl der log. normalen Verteilungskurven	Anzahl der Rayleigh-Verteilungskurven	Anzahl der Übergangskurven
Daventry ..	15070	30. 3.— 2. 4. 54	44	44	0	0
Rom	14736	8. 3.—19. 3. 54	21	19	0	2
Ankara ...	14482	16. 9.—30. 10. 53	91	79	1	11
„	15685					
Kairo	13827	31. 8.—29. 9. 53	39	29	3	7
„	14650					
New York ..	5100	26. 9.—23. 10. 52	19	16	1	2
„	7565	22. 9.—28. 10. 52	45	33	0	12
„	7610					
„	10295	22. 9.—25. 10. 52	64	49	2	13
„	10540					
„	14365	19. 9.—28. 10. 52	160	132	9	19
„	14615					
„	15880					
„	16447					
„	18240	23. 9.—13. 11. 52	46	37	0	9
„	18370					
„	18425					
„	19798					
„	7565	15. 10. 53	3	3	0	0
„	9345	15. 8.—18. 9. 53	9	9	0	0
„	10295					
„	14615	15. 8.—19. 10. 53	53	52	0	1
„	15880					
„	18425	17. 8.—29. 9. 53	14	12	1	1
„	18650					
Tokio	14730	4. 1.—13. 1. 54	74	65	2	7
B'Aires ...	19400	7. 9.—21. 9. 53	28	24	0	4
„	19400	8. 3.—23. 3. 54	32	32	0	0
Gesamtzahlen:			742	635	19	88
Gesamtzahlen in %:				86	2	12

Die Tafel 2 zeigt für die einzelnen Funkstrecken, Frequenzen und Beobachtungszeiträume die Zahl der gemessenen Verteilungskurven und ihre Aufteilung in log. normale Verteilung, *Rayleigh*-Verteilung oder sogenannte Übergangskurven, die nach den obigen Bemerkungen zu der log. normalen Verteilung gerechnet werden müssen.

Bei allen Übertragungslinien werden die Amplitudenschwankungen der Feldstärke im wesentlichen durch eine log. normale Verteilung dargestellt, unabhängig von der Länge der Funkstrecke und der Frequenz des untersuchten Bereiches (5 bis 20 MHz). Im Mittel über alle Beobachtungen sind 98 % der Verteilungen log. normal, nur 2 % folgen der *Rayleigh*-Verteilung.
Die Beschreibung der Feldstärkeschwankungen durch eine normale (*Gauß*sche) Verteilung ist durch den Übertragungsvorgang der Kurzwelle über die Ionosphäre bestimmt. Am Empfangsort treffen im Mittel immer mehrere Wellen mit voneinander unabhängigen Übertragungsfaktoren ein. Die Addition nur weniger solcher Spannungen liefert eine Amplitudenverteilung, die praktisch mit der *Gauß*-Kurve übereinstimmt.
Die Beobachtung von *F* 1-getasteten Sendern über eine Empfangsanordnung mit optischer Anzeigevorrichtung zur getrennten Beobachtung der Amplituden der beiden Tastfrequenzen ergibt immer wieder, daß Selektiv- und Absorptionsschwund in etwa der gleichen Zeitfolge auftreten.
Nur zu den Zeiten des sogenannten Schichtauf- und unterganges [7] tritt nahezu reiner Polarisationsschwund (Grenzionisationsschwund) auf, der durch das Zusammenwirken der beiden zirkularpolarisierten Wellenkomponenten zustande kommt. Die sich hierbei ergebenden Amplitudenschwankungen des Empfangsfeldes führen zu einer *Rayleigh*-Verteilung.
Die Ursache für die log. normale Verteilung des beobachteten Kurzwellenschwundes und nicht das Bestehen einer linear normalen Verteilung ist darauf zurückzuführen, daß die prozentualen Schwankungen der Feldstärke und nicht die Schwankungen der Feldstärke selbst den statistischen Schwankungen der die Ausbreitung beeinflussenden physikalischen Faktoren proportional sind [2].

b) Schwankungsbereich des Schwundes

Aus den Verteilungskurven mit log. normalem Charakter der Tafel 2 werden die beiden statistischen Parameter, die Medianwerte F_m und die Streuung σ, entnommen. Diese Werte von F_m und σ werden über den

jeweiligen Beobachtungszeitraum zu neuen Verteilungen zusammengestellt. Den Verteilungskurven lassen sich wieder definierte Medianwerte und Streuungen entnehmen. Dabei erhält man den Gesamtmedianwert F_M der stündlichen Medianwerte F_m, eine Streuung σ_F der stündlichen Medianwerte F_m ($\sigma_F = {}^1/_2 [F_m(10) - F_m(90)]$), einen Gesamtmedianwert σ_M der stündlichen Streuungen σ, sowie eine Streuung σ_σ der stündlichen Streuungen σ, jeweils über den Beobachtungszeitraum. Die Tafel 3 gibt die Übersicht über die beobachteten Parameter für verschiedene Funklinien, Frequenzen und Beobachtungszeiträume.

Tafel 3

Funklinie	Frequenz kHz	Beobachtungszeitraum	F_M db	σ_F db	σ_M db	σ_σ db
Daventry ..	15070	30. 3.— 2. 4. 54	−10	6	6,4	1,1
Rom	14736	8. 3.—19. 3. 54	− 3	25	5,7	2,4
Ankara	14482	16. 9.—30. 10. 53	0	12	6,8	1,8
„	15685	16. 9.—30. 10. 53	+ 7	14	6,8	1,8
Kairo	13827	31. 8.—29. 9. 53	+ 6	7	6,8	1,8
New York ..	7565	22. 9.—28. 10. 52	− 3	19	5,3	1,5
„	10295	22. 9.—25. 10. 52	−14	15	5,3	1,5
„	15880	19. 9.—28. 10. 52	+ 4	22	6,2	1,5
„	15880	15. 8.—19. 10. 53	− 8	23	6,3	1,4
„	18370	23. 9.—13. 11. 52	+ 1	20	6,6	1,5
Tokio	14730	4. 1.—13. 1. 54	+ 5	13	5,3	1,4
B'Aires ...	19400	7. 9.—21. 9. 53	−13	17	5,2	1,7
„	19400	8. 3.—23. 3. 54	− 2	6	5,7	1,5

Man erkennt, daß die mittlere Streuung σ_M für alle Funklinien (d. h. Entfernungen und Richtungen) und Frequenzen durch einen nahezu konstanten Wert von 6 db mit einer geringen Streuung von 1,5 db recht gut wiedergegeben wird. Dieser Wert von σ_M ist auch, wie der Vergleich mit F_M zeigt, unabhängig von dem jeweiligen Feldstärkeniveau. Die Streuung σ_F der Medianwerte F_M ist im Mittel gleich 15 db.

Die Übereinstimmung mit den von *Großkopf* mitgeteilten Streuwerten ist, wie die Tafel 4 zeigt, recht befriedigend.

Tafel 4

Beobachter	Frequenz kHz	Beobachtungszeitraum	σ_F db	σ_M db	σ_σ db
A	10000	3. 9.—29. 9. 52	9	5,5	1,5
B	10295	22. 9.—25. 10. 52	15	5,3	1,5
A	15000	3. 9.—29. 9. 52	16	6,6	1,4
B	15880	19. 9.—28. 10. 52	22	6,2	1,5
A	20000	3. 9.—29. 9. 52	15	6,7	1,4
B	18370	23. 9.—13. 11. 52	20	6,6	1,5

Wie ein Vergleich der Zahlenwerte zeigt, stimmen die im etwa gleichen Zeitraum ermittelten Streuwerte der Funklinie Nordamerika bei den Beobachtern A (*Großkopf* — WWV Sender) und B (*Kronjäger* und *Vogt* — ATT Sender) recht gut überein.

Durch Beobachtungen mit gerichteten und ungerichteten Empfangsantennen und zusätzlichen Messungen an Sendestationen mit Rundstrahlcharakteristik (WWV) läßt sich zeigen, daß die mitgeteilten Streuwerte σ_M nicht durch die Antennendiagramme verfälscht werden (in Richtung eines zu großen Streuwertes).

Eine Entfernungs- und Richtungsabhängigkeit des Streuwertes σ_M konnte nicht gefunden werden (bei den beobachteten Ausbreitungswegen lag sowohl *F*- als auch *E*-Reflektion vor). Diese Konstanz des Streuwertes bedeutet physikalisch, daß in der Mehrzahl der Beobachtungsfälle der Funkstrahl in der Großkreisebene läuft. Diese Folgerung steht in Übereinstimmung mit den Messungen über die Antennenrichtwirkung über große Entfernungen [8] und der Beobachtung der Rückstreuung von Kurzwellensignalen bei Peilung des Streuortes mit Richtantennen [9].

4. Zusammenfassung

Die Untersuchung der Verteilungsfunktion der Feldstärkeschwankungen im Kurzwellenbereich ergibt in 98 % der Beobachtungsfälle eine logarithmisch normale Verteilung. Die Zusammenfassung der Einzelparameter der Medianwerte der Feldstärke F_m und der Streuung σ über den Beobachtungszeitraum (etwa monatliche Mittel) liefert einen wohl bestimmten Wert für den Medianwert σ_M der stündlichen Streuungen — 6 db — und einen Mittelwert der Streuung σ_F der stündlichen Medianwerte F_m — 15 db —, unabhängig von der Länge und Richtung des Funkweges und der Frequenz.

In 80 % der Beobachtungsfälle beträgt die stündliche Schwankung der Empfangsfeldstärke 12 db (in 98 % der Beobachtungsfälle 22 db) und die monatliche Schwankung 30 db (in 98 % der Beobachtungsfälle 55 db). Das Empfangsgerät muß somit in 80 % bzw. 98 % der Zeit Schwankungen des Eingangspegels von 42 db bzw. 77 db im Monatsmittel ausregeln können.

Herrn *F. Leske* danken wir für die sorgfältige Durchführung und Auswertung der Messungen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *Kotowski-Sobotka*, Drahtloser Überseeverkehr. Verlag S. Hirzel, Leipzig 1950, S. 44—47.

[2] *J. Großkopf*, Statistische Untersuchungen an Kurzwellenübertragungswegen. FTZ 6 (1953), S. 373—378.

[3] *K. Fischer*, Pegelschwankungen auf Kurzwellen-Telephoniestrecken. Telefunken-Zeitung 27 (1954), Nr. 103, S. 3—13.

[4] *K. Vogt*, Bisher nicht veröffentlichte Messungen über NF-Pegelschwankungen.

[5] *J. Großkopf* u. *K. Vogt*, Das statistische Verfahren in der Ausbreitungsforschung. ENT 18 (1941), S. 8—11.

[6] *W. Kronjäger*, Über eine einfache Anordnung zur Ermittlung der statistischen Verteilung unregelmäßiger elektrischer Vorgänge. FTZ 4 (1951), S. 85—87.

[7] *B. Beckmann*, Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen. Akad. Verlagsges. Geest u. Portig, Leipzig 1948, S. 244—253.

[8] *K. Vogt*, Bisher nicht veröffentlichte Messungen über Versuche mit einer drehbaren Richtantenne.

[9] *B. Beckmann* u. *K. Vogt*, Über die Beobachtung der Rückstreuung von Kurzwellensignalen mit Richtantennen, wird demnächst veröffentlicht.

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Eine neue Prüfeinrichtung für Nummernschalter

(Mitteilung aus dem Fernmeldezentralzeugamt Göttingen)

Von **K. Misch**, Göttingen

Mit 5 Bildern

DK 621.395.66

Für die Dauerprüfung von Nummernschaltern wurde eine Prüfeinrichtung entwickelt, die möglichst betriebsnah arbeitet. Aufbau und Wirkungsweise werden beschrieben. Die Vorteile der neuen Prüfeinrichtung werden dargelegt.

A test equipment for the life test of telephone dials has been developed. This equipment simulates the operational conditions as close as possible. The advantages of the new test equipment will be explained.

Pour le contrôle continu de cadrans d'appel a été développé un dispositif de contrôle opérant autant que possible d'après les conditions de l'exploitation effective. Description de la construction et du mode opératoire. Sont démontrés les avantages du nouveau dispositif de contrôle.

Bisher wurden die Prüfungen der Lebensdauer eines Nummernschalters noch nicht unter Betriebsbedingungen durchgeführt. Die Nummernschalter konnten nicht in geneigter Lage, sondern nur mit horizontal liegender Achse in die Prüfeinrichtung eingebaut werden. Die Fingerlochscheibe wurde abgenommen und durch ein Betätigungsstück ersetzt. Der Aufzug wurde mit konstanter Winkelgeschwindigkeit in 1,3 Sekunden durchgeführt, durch den harten Anprall am Anfang wurde der Nummernschalter überlastet, dann aber durch die viel zu lange Aufzugszeit unterbeansprucht [1].

Sieht man von der Unsitte ab, daß die Fingerlochscheibe zuweilen mit einem harten Gegenstand betätigt wird, dann hängt die Beanspruchung beim Aufzug sehr stark von dem Temperament des Sprechgastes ab. Daher wurde vor dem Entwurf einer neuen Prüfeinrichtung untersucht, wie der Aufzugsvorgang bei den verschiedenen Teilnehmern tatsächlich abläuft. Hierfür wurde ein Nummernschalter zusätzlich mit einem Nockenrad versehen, das einen Arbeitskontakt betätigt. Von je zwanzig Aufzügen der Null wurde bei zehn verschiedenen Sprechgästen ohne Wissen der Versuchsperson wahllos ein Aufzug oszillographiert und so die Befangenheit ausgeschaltet. Der langsamste Aufzug dauerte 0,712 Sekunden, der schnellste nur 0,238 Sekunden. Deutlich zu erkennen war eine schnelle Steigerung der Winkelgeschwindigkeit aus der Ruhelage am Anfang bis zur Höchstgeschwindigkeit dicht vor dem Fingeranschlag. Damit die Prüfung nicht als zu streng angesehen werden kann, wurde die Aufzugszeit für die Prüfeinrichtung um 0,05 Sek. langsamer gewählt als die Durchschnittszeit von zehn Versuchspersonen. Auf dem Bild 1 sind die Weg-Zeit- und die Geschwindigkeit-Zeit-Kurven der Prüfeinrichtung im Vergleich zu dem Durchschnitt der zehn Fernsprechteilnehmer dargestellt.

Bild 2 zeigt die Vorderansicht der Prüfeinrichtung. Auf vier Schwenkplatten (1) können je fünf Nummernschalter im unveränderten Anlieferungszustand in der üblichen Weise angeschraubt werden. In der oberen Reihe sind die beiden Schwenkplatten hochgeklappt und eingerastet zu sehen. In dieser Stellung haben die Nummernschalter dieselbe Lage wie bei der Tischstation 48. An den Klemmleisten (2) können die nsi- und nsa-Kontakte angeschlossen werden. Sie führen zum Schaltfeld (3), damit dort während der Dauerprüfung die Impulsverhältnisse gemessen werden können. Über jedem Nummernschalter ist eine grüne Kontrollampe (4), eine rote Störungslampe (5) und ein fünfstelliger Zähler (6) mit Nullstellungsvorrichtung angebracht. Parallel zu den roten Störungslampen kann wahlweise noch ein Wecker geschaltet werden.

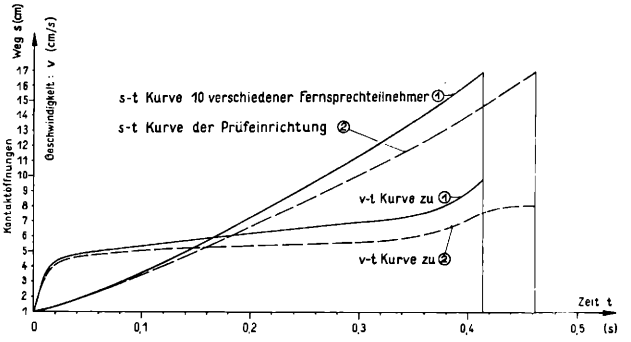


Bild 1. Weg-Zeit- und Geschwindigkeit-Zeitkurven der Prüfeinrichtung und eines Durchschnittsteilnehmers

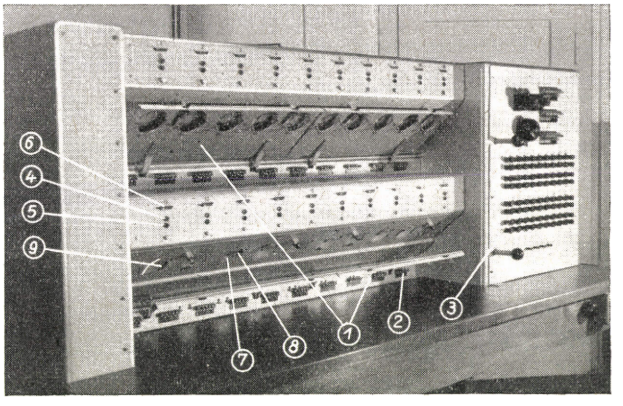


Bild 2. Vorderansicht der Prüfeinrichtung

In einer Aufzugsscheibe (7) sitzt ein Aufzugsfinger (8) aus gehärtetem Stahl, der die Form einer Fingerkuppe bekommen hat. Dieser Metallfinger ist härter als der menschliche Finger. Da er aber in das stillstehende Fingerloch eintaucht und dann den Lochrand nur mit sehr kleiner Anfangsgeschwindigkeit berührt, ist der Anprall nicht schädlich. Dicht vor dem Fingeranschlag bleibt er stehen, ohne diesen zu berühren. Durch seine glatte Oberfläche läßt er sich in dieser Endstellung, auch unter dem Federdruck des Nummernschalters, leicht herausziehen. Bei einem weicheren Werkstoff würde sich unter der Dauerbeanspruchung eine Rille in den Finger einarbeiten, die dann beim Zurückziehen im Fingerloch hängenbleiben und dadurch die Lagerung der Schalterachse zusätzlich beanspruchen würde.

Vor der Betätigung des Aufziehfingers tauchen drei Taststifte (9) in die Löcher null, sechs und zwei der Fingerlochscheibe und stellen dadurch fest, daß der Nummernschalter in seine Ruhelage zurückgekehrt ist. Findet dagegen ein Taststift einen Widerstand, weil die Fingerlochscheibe vor ihrer Rückkehr in die Grundstellung hängengeblieben ist, dann trennt er einen Ruhekontakt und meldet so die Störung. Ein Relais fällt

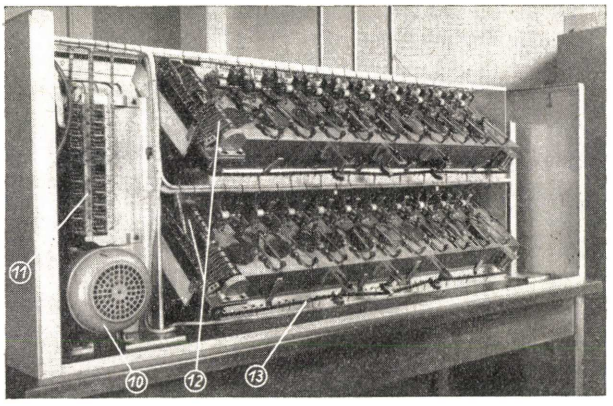


Bild 3. Rückansicht der Prüfeinrichtung, Verkleidung abgenommen

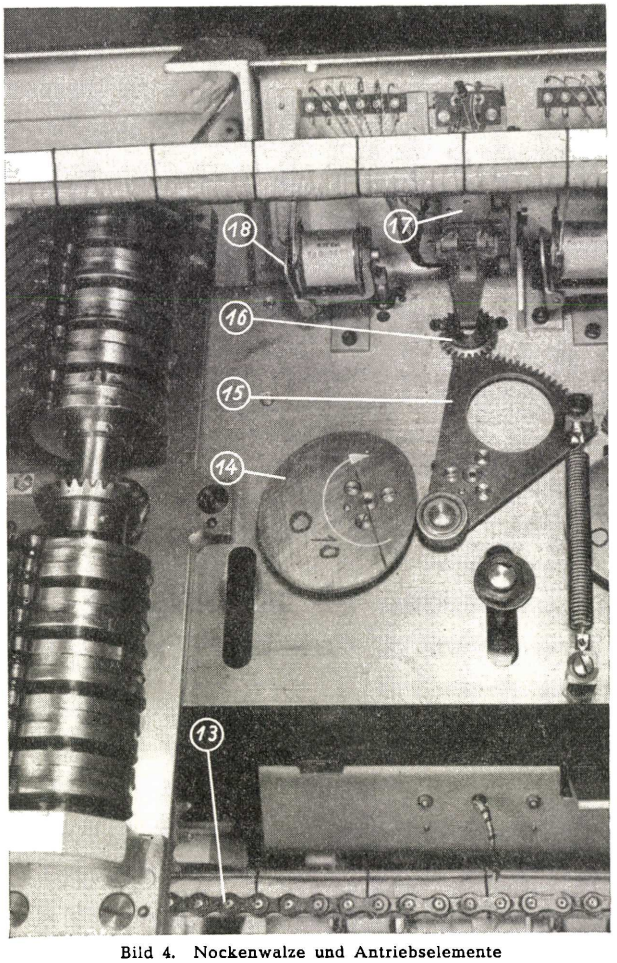


Bild 4. Nockenwalze und Antriebselemente

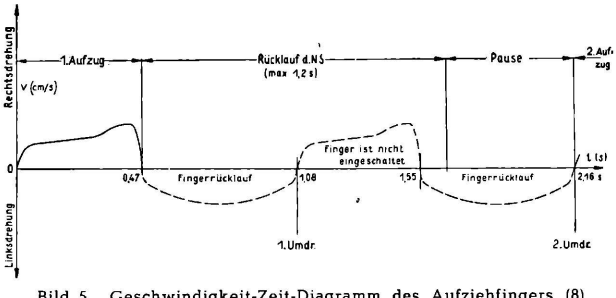


Bild 5. Geschwindigkeit-Zeit-Diagramm des Aufziehfingers (8) während zwei Umdrehungen der Aufzugscheibe (7)

ab, der Aufzugsfinger wird stillgelegt, die grüne Kontrollampe erlischt, und die rote Störungslampe leuchtet auf. Der Zähler zeigt jetzt die Zahl der störungsfreien Aufzüge an. Durch die automatische Abschaltung bleibt der Nummernschalter ohne weitere Beschädigung für eine spätere Feststellung der Fehlerursache erhalten.

Bild 3 zeigt die Rückansicht der geöffneten Prüfeinrichtung. Links der Antriebsmotor für 220 Volt Wechselstrom mit Untersetzungsgetriebe (10), darüber ein Rahmen mit 20 Flachrelais (11), daneben zwei Nockenwalzen (12), rechts auf zwei Winkelschienen die Lagerungen und Antriebselemente der Aufzugsscheiben, die über zwei Zahnradketten (13) angetrieben werden.

Auf Bild 4 sind noch einmal eine Nockenwalze und die Antriebselemente in vergrößertem Maßstabe zu sehen. Die Kurvenscheibe (14) ist mit einem im Bilde nicht sichtbaren Zahnrad verbunden, das durch die Kette (13) angetrieben wird. Durch die Kurve macht das Zahnsegment (15) ungleichförmige Pendelschwingungen und treibt dadurch das fest auf der Achse der Aufzugsscheibe (7) sitzende Zahnrad (16) entsprechend dem Diagramm des Maschinenaufzugs auf Bild 1 an. Durch die hohle Aufzugsscheibenachse betätigt der Anker eines Elektromagneten (17) über eine Stoßstange einen Winkelhebel, durch den der Aufzugsfinger (8) bewegt wird. Der Elektromagnet (18) bewegt die drei Taststifte (9), die gemeinsam mit ihren Ruhekontakten auf einem Ring angeordnet sind. Beide Magnete werden von der Nockenwalze (12) gesteuert.

Der Aufzug des Nummernschalters durch die Prüfeinrichtung dauert 0,465 Sek., der Rücklauf etwa 1,2 Sek., hinzu kommt aus Sicherheitsgründen eine kleine Pause. Daher schaltet die Nockenwalze die Elektromagnete zur Betätigung des Tastvorganges und des Aufziehfingers nur bei jeder zweiten Schwingung der Aufzugsscheibe ein. Bild 5 gibt das Geschwindigkeits-Zeitdiagramm dieses Vorganges wieder.

Durch die Ergebnisse der früheren Dauеruntersuchungen konnte bereits manche schwache Stelle an den Nummernschaltern erkannt und durch konstruktive Maßnahmen verbessert werden. Die neue Prüfeinrichtung mit ihrer betriebsnahen Methode wird ein noch genaueres und zuverlässigeres Bild über die Lebensdauer der verschiedenen Fabrikate geben. Sie wird beeinflußt durch die konstruktive Gestaltung, durch die Eigenschaften der Werkstoffe, insbesondere der Oberflächenbeschaffenheit der aufeinander gleitenden Flächen, schließlich durch die Schmierung und Verschmutzung. Bisher wurde die Dauerprüfung auf Grund praktischer Überlegungen nach 200 000 Aufzügen abgebrochen, obwohl die weitaus größere Zahl der untersuchten Nummernschalter noch einwandfrei betriebsfähig war. Nur wenn die Prüfung bis zum Eintritt einer Störung fortgesetzt wird, kann die Richtung der notwendigen Weiterentwicklung erkannt werden. Da es für die beste Lösung eines derart eng begrenzten technischen Problems nicht viele Möglichkeiten gibt, muß sich durch echte Verbesserungen die Zahl der unterschiedlichen Baumuster zwangsläufig verringern. Die Beibehaltung maßlicher Unterschiede müßte sich vermeiden lassen, weil diese nicht dem technischen Fortschritt dienen, sondern lediglich die rationelle Fertigung in möglichst großen Stückzahlen verhindern und die Ersatzteillager vergrößern. Durch Vereinheitlichung könnte auch die Ausbildung des Pflegepersonals erleichtert und die Wartung vereinfacht werden.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *H. J. Kindermann,* Dauerprüfung von Nummernschaltern. FTZ (1952), H. 7, S. 296.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU SONDERDRUCK AUS HEFT 3/1955 · SEITEN 112—117

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · BERLIN-BORSIGWALDE (Westsektor) Probeheft kostenlos

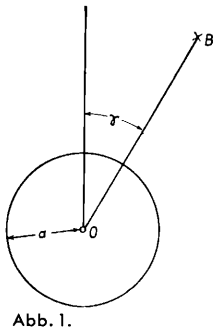


Abb. 1.
Zur Berechnung des Schallfeldes um eine starre Kugel

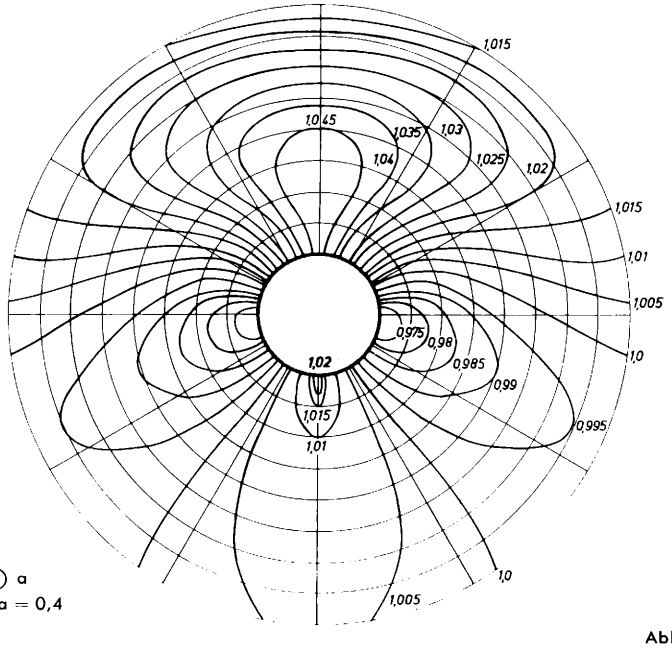
O. BROSZE

Störung des Schallfeldes in der Umgebung einer starren Kugel

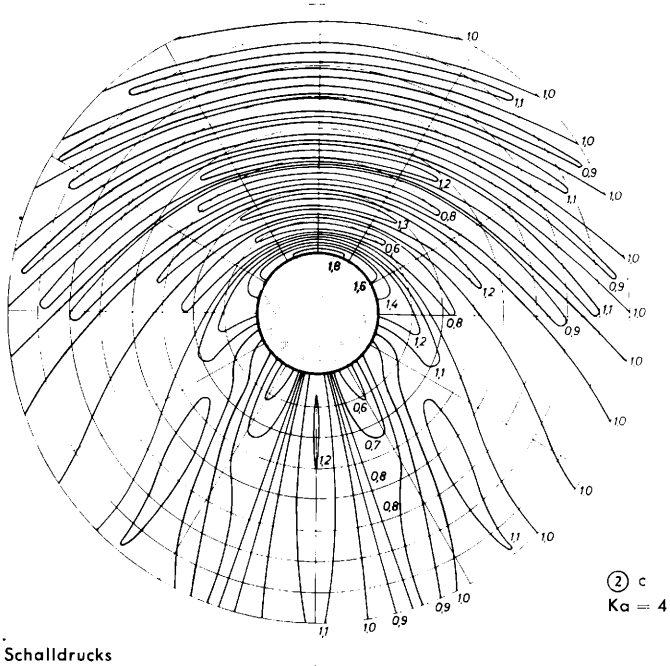
Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

DK 534.611/.612:621.395.61

Jeder Körper, der in eine Schallwelle gebracht wird, ruft eine Störung des Schallfeldes hervor. Im nachstehend betrachteten Falle wird eine Kugel in das Schallfeld einer ebenen Welle gebracht, das sie je nach ihrer Größe mehr oder weniger verzerrt. Bei jedem Mikrofon treten derartige Erscheinungen auf. Wenn man ein Mikrofon in der Form einer Kugel betrachtet — d.h. das Mikrofon ist in einem kugeligen Gehäuse untergebracht —, so ist es möglich, das Schallfeld in seiner Umgebung rechnerisch exakt festzustellen. Es entstehen bereits merkliche Störungen des Schallfeldes, wenn die Wellenlänge des Schalls das Achtfache des Kugelradius beträgt. Die Störung hat eine Mindestausdehnung nach allen Seiten vom 5fachen Kugelradius. Eine Kugel mit dem Radius a wird in das Schallfeld einer ebenen Schallwelle gebracht. Die Differenz zwischen der entstehenden Welle und der ungestörten Welle, die ohne das Vorhandensein der Kugel bestehen würde, wird als zerstreute Welle bezeichnet. Wenn also die ebene Welle auf die Kugel trifft, so ist neben der einfallenden Welle eine von der Kugel nach allen Richtungen sich ausbreitende, streuende Welle vorhanden, die die einfallende verzerrt und stört. Je nach der Größe der Kugel wird das ungestörte Schallfeld mehr oder weniger verzerrt.

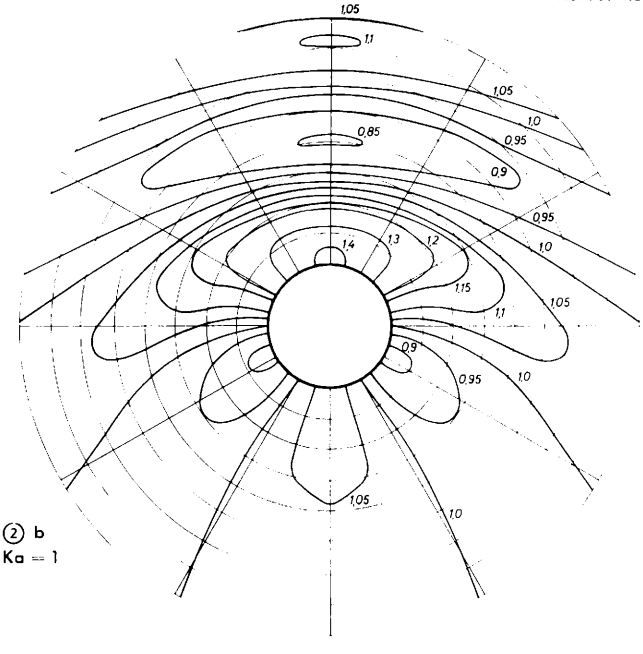


② a
Ka = 0,4

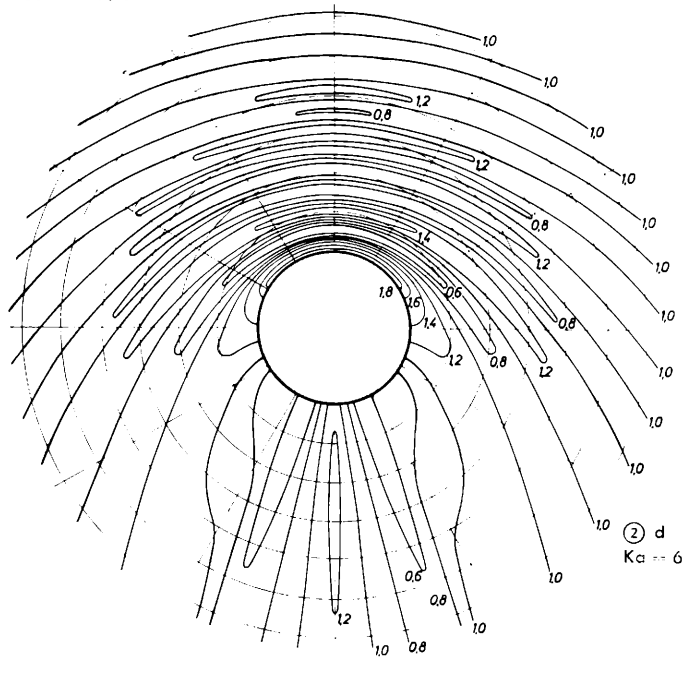


② c
Ka = 4

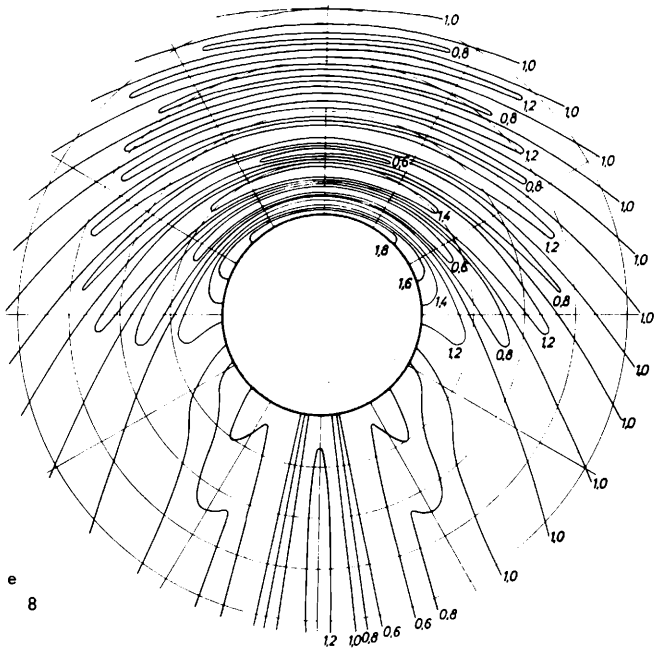
Abb. 2.
Kurven konstanten Schalldrucks



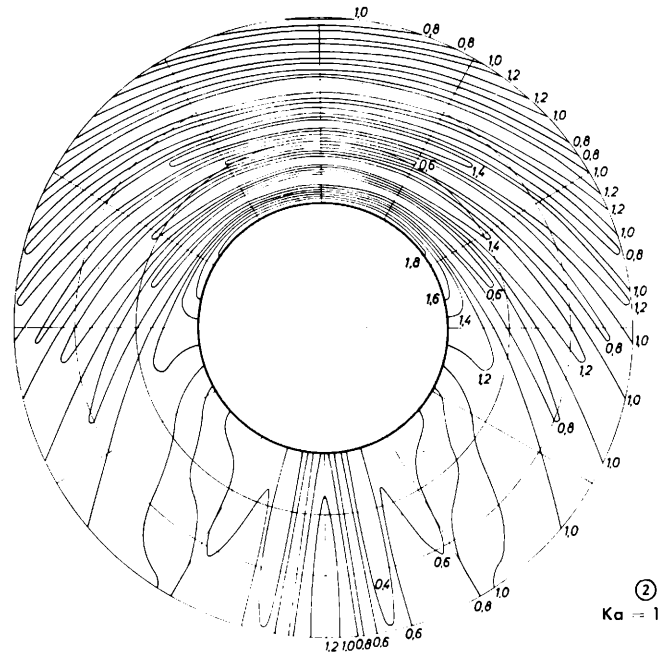
② b
Ka = 1



② d
Ka = 6



② e
Ka 8



② f
Ka = 10

Unten: Abb. 3. Kurven konstanter Phase um eine starre Kugel

Wenn der Schalldruckverlauf des ungestörten Schallfeldes $\mathfrak{p}_1$ und der Schalldruckverlauf des durch die Kugel hervorgerufenen Störschallfeldes $\mathfrak{p}_2$ ist, so erhalten wir das Gesamtschallfeld

$$\mathfrak{p} = \mathfrak{p}_1 + \mathfrak{p}_2 \qquad (1)$$

Für die Berechnung ist es günstig, zunächst das Störschallfeld zu berechnen und das ungestörte Schallfeld am Schluß der Rechnung hinzuzufügen.

Der Störfaktor ist nach Stenzel [1]

$$\mathfrak{Z}(Ka, Kr, \gamma) = -\frac{1}{Kr}\sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n+1)\,i^n\left[Ka\,S_{n+1}(Ka) - n\,S_n(Ka)\right]P_n(\cos\gamma)}{Ka\left[S_{n+1}(Ka) + i\,C_{n+1}(Ka)\right] - n\left[S_n(Ka) + i\,C_n(Ka)\right]} \cdot \left[S_n(Kr) - i\,C_n(Kr)\right] \qquad (2)$$

Hierbei ist die Wellenzahl $K = \frac{2\pi}{\lambda}$, r die Entfernung des Aufpunktes B vom Kugelmittelpunkt und γ der Winkel, den OB zur Normalen bildet (Abb. 1).

$P_n(\cos\gamma)$ sind die Legendreschen Kugelfunktionen. Dann ist noch

$$S_n(Ka) = \sqrt{\frac{\pi}{2}Ka}\,I_{n+1/2}(Ka) \text{ und } C_n(Ka) = (-1)^n\sqrt{\frac{\pi}{2}Ka}\,I_{-n-1/2}(Ka)$$

wobei I die Besselsche Funktion ist [2]. Man kann zur Abkürzung auch schreiben

$$\mathfrak{Z}(Ka, Kr, \gamma) = \sum_{n=0}^{\infty}\left[A_n(Kr) + i\,B_n(Kr)\right]P_n(\cos\gamma) \qquad (3)$$

Der Störfaktor wurde für die Parameter $Ka = 0{,}4;\ 1;\ 4;\ 6;\ 8$ und 10 berechnet.

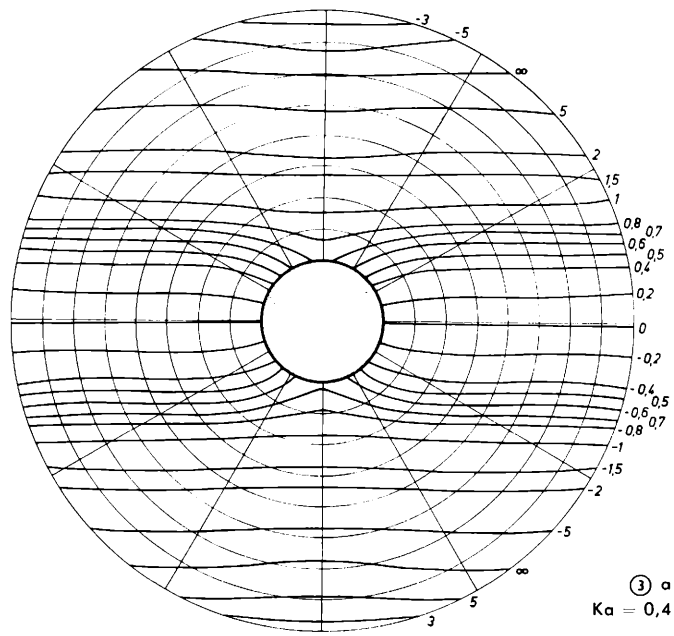
Wenn man die Schalldruckamplitude des ungestörten Schallfeldes $= 1$ setzt, so erhält man für das gesamte Schallfeld

$$\mathfrak{Z}(Ka, Kr, \gamma) = \underbrace{\sum_{n=0}^{\infty}\left[A_n(Kr) + i\,B_n(Kr)\right]P_n(\cos\gamma)}_{\Re + i\,\Im} + e^{iKr\cos\gamma} \qquad (4)$$

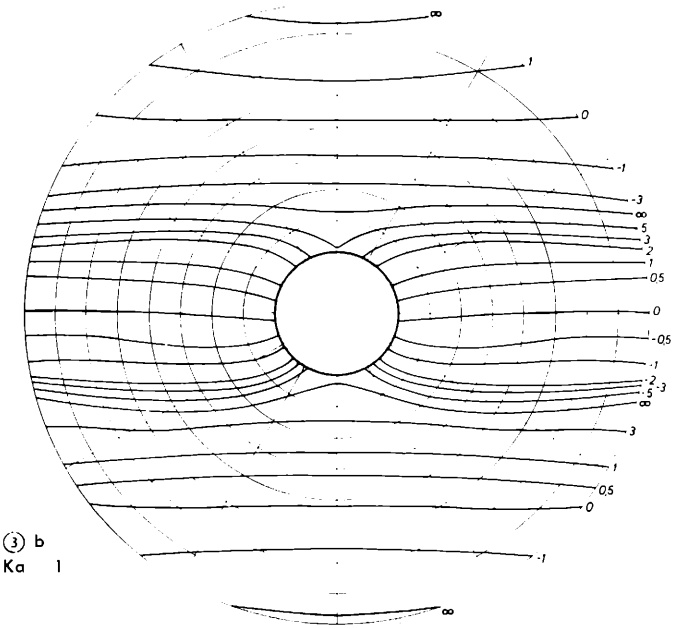
Daraus ergibt sich der Schalldruck des Gesamtschallfeldes zu $\sqrt{\Re^2 + \Im^2}$ und die Phase zu $\frac{\Im}{\Re}$.

Für den Schalldruckverlauf um die Kugel herum errechnet sich

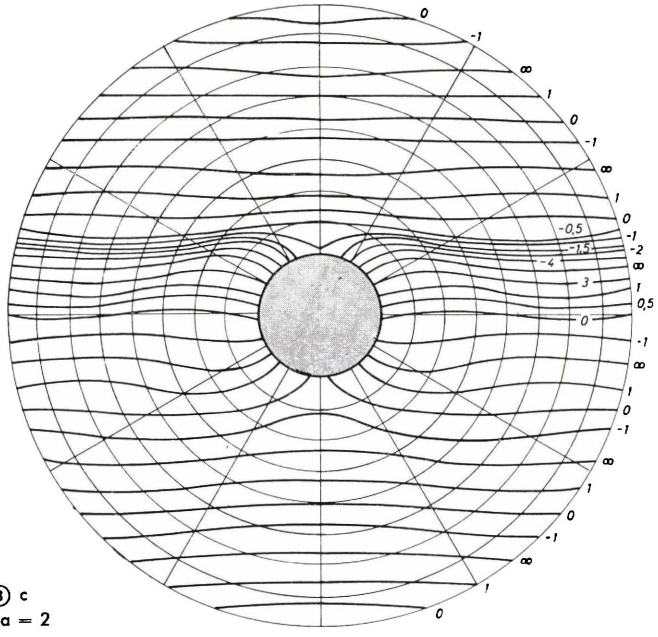
für $Ka = 0{,}4$, $Kr = 0{,}4;\ 0{,}6;\ 0{,}8 \ldots 2$
für $Ka = 1$, $Kr = 1;\ 1{,}4;\ 1{,}8;\ 2{,}2;\ 2{,}6;\ 3;\ 3{,}6;\ 4;\ 4{,}6;\ 5$
für $Ka = 4$ $Kr = 4;\ 4{,}2;\ 4{,}6;\ 4{,}8 \ldots 7$, dann weiter $7{,}4;\ 7{,}8;\ 8;\ 8{,}4;\ 9;\ 10;\ 11 \ldots 20$
mit dem Winkel $\gamma = 0°;\ 10°;\ 20° \ldots 180°$.
Für $Ka = 6$, $Kr = 6;\ 7;\ 8 \ldots 25$,
für $Ka = 8$, $Kr = 8;\ 9;\ 10 \ldots 25$ und
für $Ka = 10$, $Kr = 10;\ 11;\ 12 \ldots 25$
mit $\gamma = 0°;\ 5°;\ 10°;\ 15° \ldots 180°$.



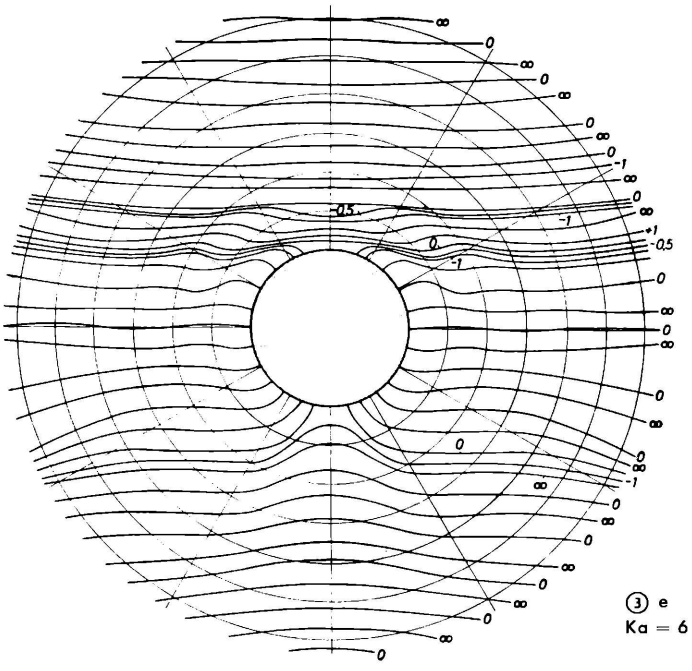
③ a
Ka = 0,4



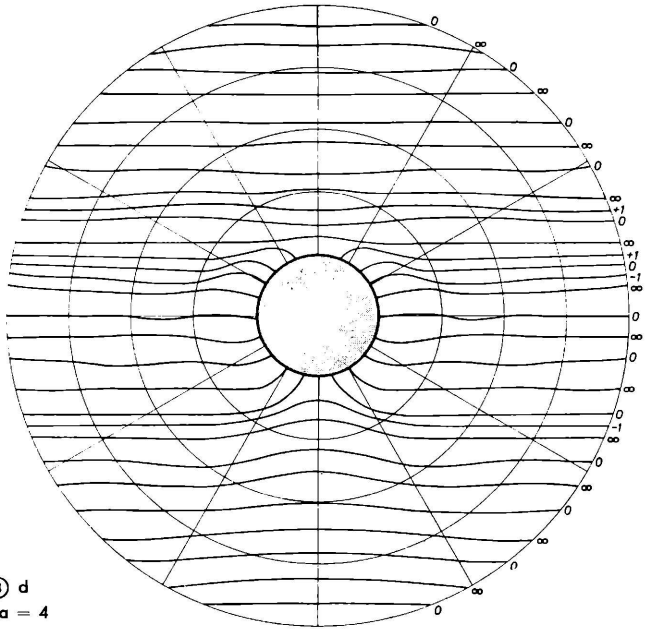
③ b
Ka 1



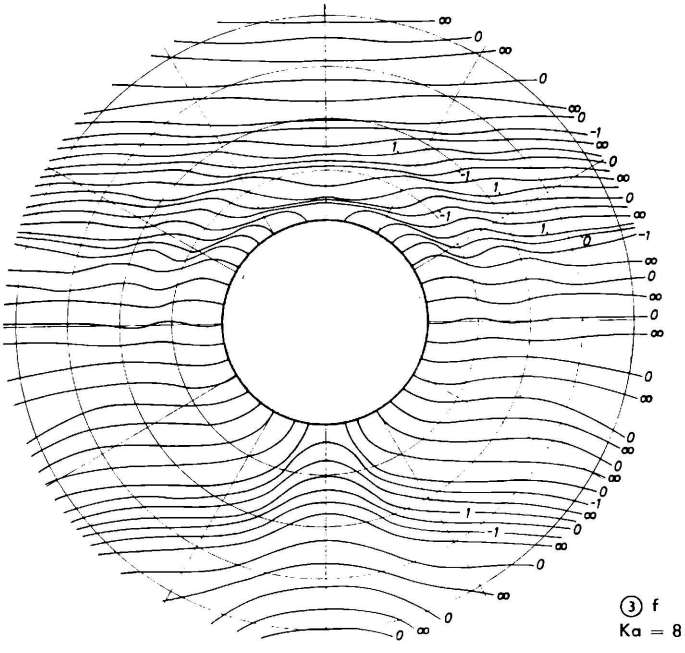
③ c
Ka = 2



③ e
Ka = 6



③ d
Ka = 4



③ f
Ka = 8

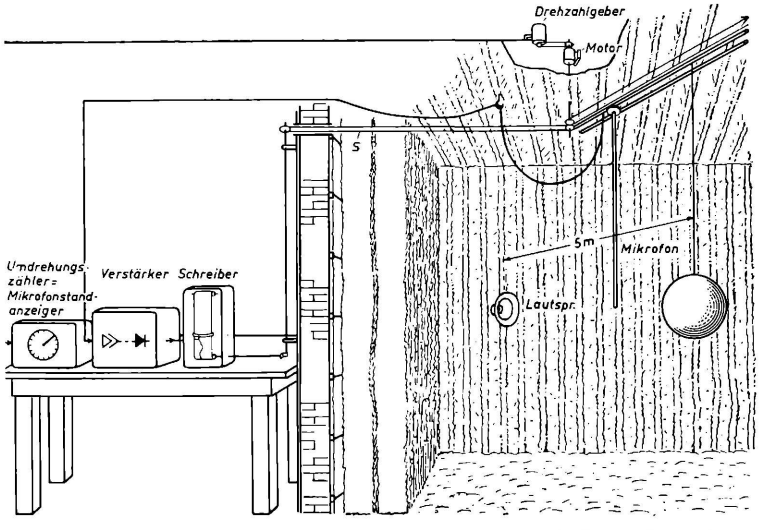
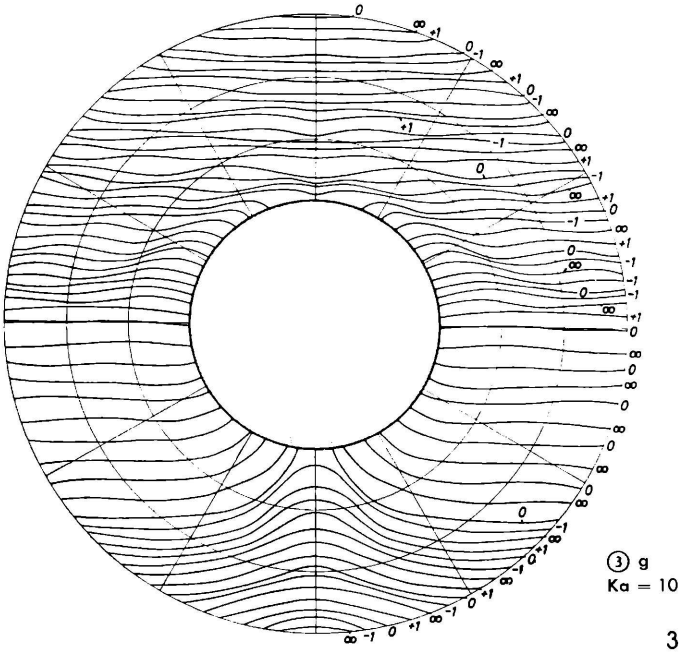


Abb. 4. Schema der Versuchsanordnung. Rechts im schalltoten Raum das an der Decke längs einer Führungsschiene mittels Schnurtrieb verstellbare stabförmige Meßmikrofon, die Kugel und die an der Wand befestigte Schallquelle (Lautsprecher), links die Meß- und Registriereinrichtung zur Aufzeichnung



③ g
Ka = 10

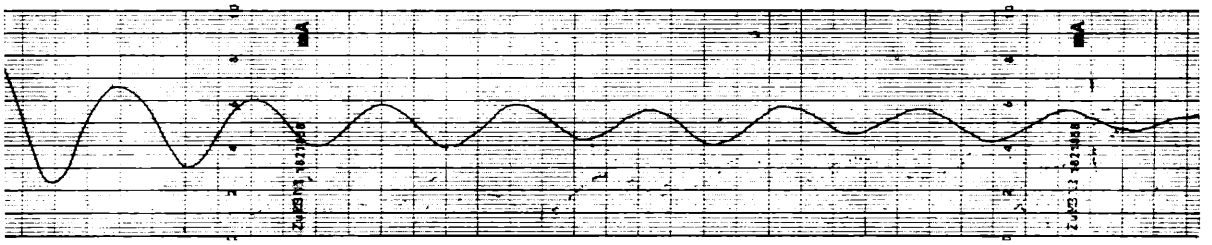
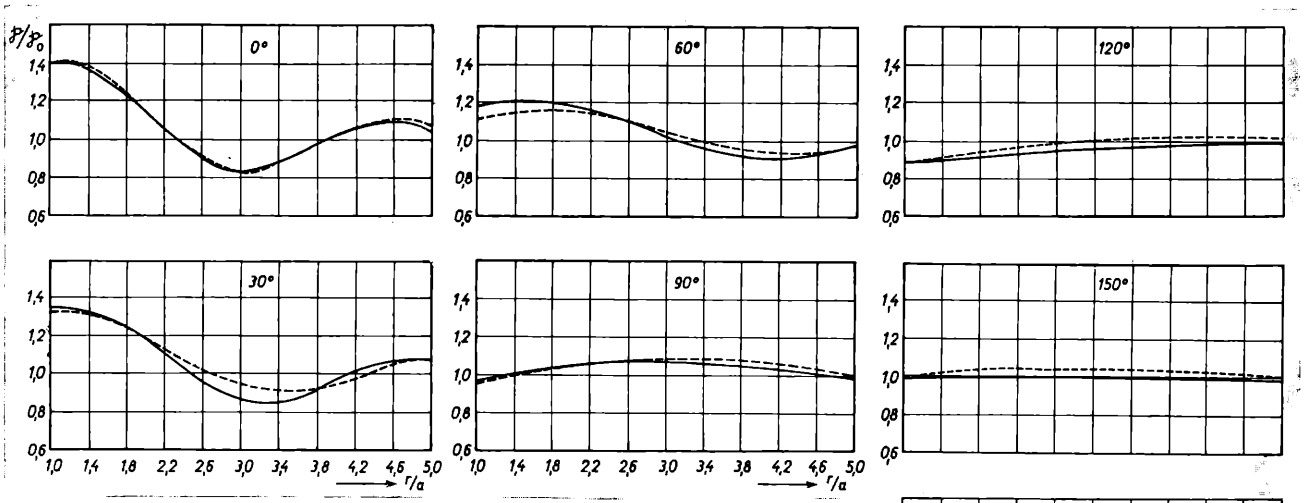


Abb. 5. Schalldruckverlauf vor einer starren Kugel mit dem Radius Ka = 6 abhängig von Kr; aufgenommen mit dem Tintenschreiber



⑥ a Ka = 1

Abb. 6. Druckamplitude in der Umgebung der Kugel in Abhängigkeit von $\frac{r}{a}$ für die Winkel γ = 0°, 30°, 90°, 120°, 150°, 180°. ——— berechnet, ---------- gemessen

Da mit größer werdendem Verhältnis Kugel: Wellenlänge die Schwankungen des Schallfeldes stärker werden, war es nötig, zur genaueren Berechnung im Falle $Ka = 6$, 8 und 10 mehr Punkte zu berechnen. Der höchste Kr-Wert war jedoch nur 25, da die vorhandenen Tabellen der Besselfunktionen [3] nur bis zu diesem Argument gingen.

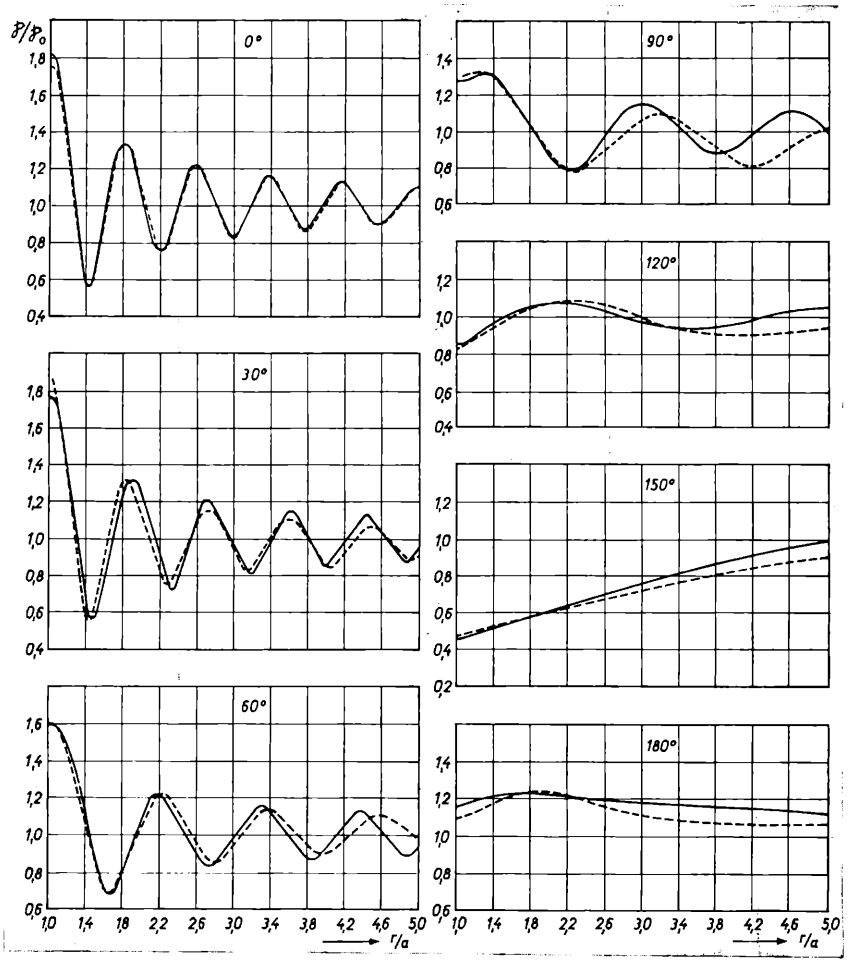
Die Werte aller berechneten Punkte wurden im rechtwinkligen Koordinatensystem eingezeichnet, in dem die Abszisse die γ-Werte und die Ordinate die Kr-Werte darstellt. Durch Interpolation werden Punkte gleichen Schalldrucks bzw. gleichen Phasenwinkels gefunden. Nach Verbindung dieser Punkte miteinander erhalten wir die Kurven konstanten Schalldrucks bzw. Kurven konstanter Phase. Durch Übertragen dieser Kurven in ein Polarkoordinatensystem werden sie in einer übersichtlichen Form dargestellt (Abb. 2a, b, c, d, e, f).

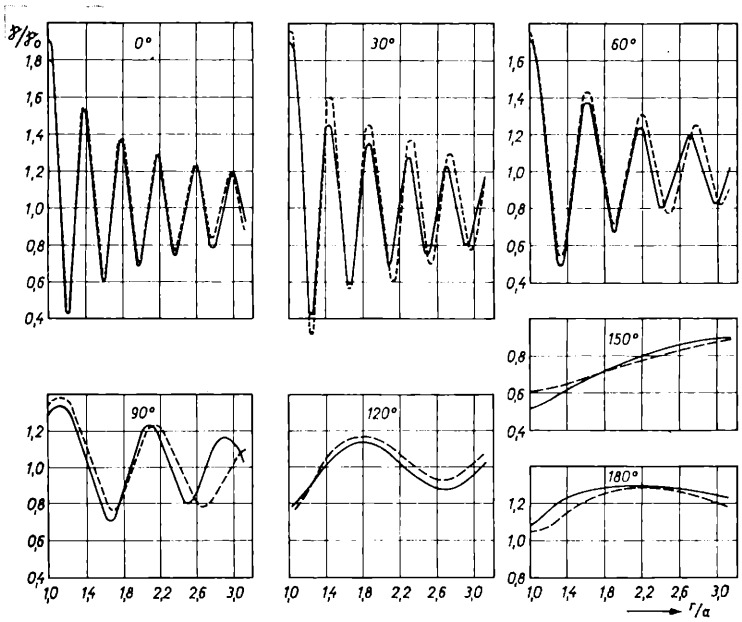
Die Amplituden schwanken vor der Kugel sehr stark. Beim Radius von $Ka = 10$ liegt die Maximalamplitude bei 1,97 und das Minimum bei 0,31. In Aufpunkten im Abstand $r = 5a$ für Ka = 0,4, 1 und 4 ist der Unterschied zwischen gestörter und ungestörter Amplitude kleiner als 10%. Bei $Ka = 6$ im Abstand $r = 4{,}167a$ liegt die Störung etwas über 10%, für $Ka = 8$ bei $r = 3{,}125a$ und $Ka = 10$ für $r = 2{,}5a$ über 20%. Das würde heißen, daß bei einem Mikrofon mit kugeligem Gehäuse von einem Durchmesser von 4 cm das Schallfeld im Abstand von 10 cm vom Mikrofon noch stark gestört ist.

Die Kurven konstanter Phase zeigen Abb. 3a, b, c, d, e, f, g. Hier wurde auch der Fall $Ka = 2$ dargestellt. Die Werte wurden aus Tabellen von Stenzel [1] übernommen.

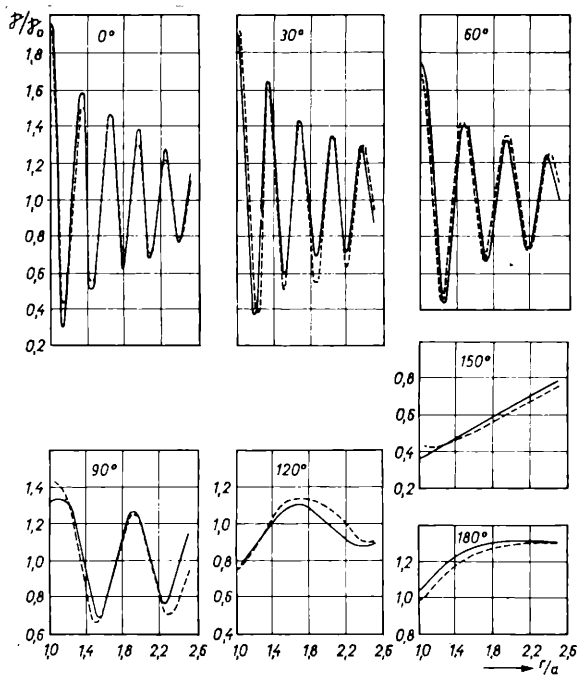
Zur Prüfung der Rechnung wurden Messungen in einem schalltoten Raum durchgeführt. Um dabei eine ausreichende Genauigkeit zu gewährleisten, wurde eine Glaskugel mit einem Radius von 15,2 cm benutzt, da die Kugel dem Mikrofon gegenüber groß sein mußte. Die

⑥ b Ka = 4 →





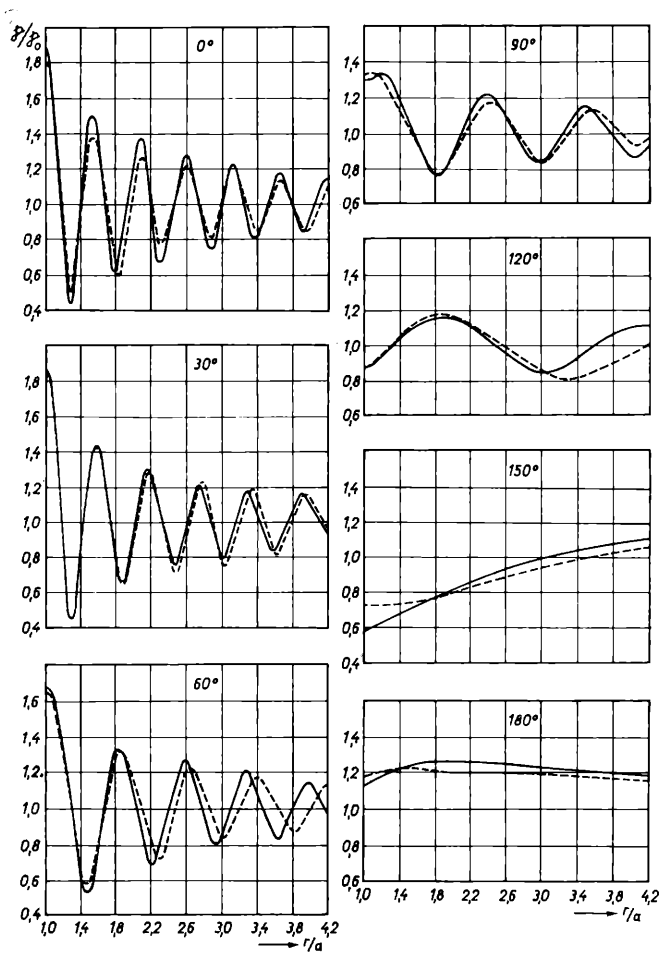
⑥ d Ka = 8



⑥ e Ka = 10 →

Schallquelle war ein dynamischer Lautsprecher, der mit einem Trichter arbeitete. Die Kugel wurde (Abb. 4) in einem Abstand von 5 m von der Schallquelle aufgebaut. An der Decke des Schallmeßraumes war eine Schiene angebracht, auf der das Mikrofon hin- und hergeschoben werden konnte. Der Vorschub erfolgte durch einen kleinen Elektromotor, der sich außerhalb des Raumes befand. Er trieb zugleich über einen Schnurtrieb S einen linear arbeitenden Tintenschreiber zur Aufzeichnung des Schalldruckes an und eine Rückmeldeeinrichtung, die außerhalb des schalltoten Raumes anzeigte, an welcher Stelle sich das Mikrofon befand. Es handelte sich um ein Tauchspulenmikrofon mit einem Rohr. Die Rohrmündung hatte einen Durchmesser von 0,6 cm und war für die bei den Messungen benutzten Wellenlängen sehr klein. Die kürzeste Wellenlänge betrug 9,6 cm. Die Rohrmündung des Mikrofons war in Höhe des Kugelmittelpunktes angebracht. Sobald der automatische Vorschub in Betrieb gesetzt wurde, durchlief das Mikrofon Schalldruckmaxima und -minima. Die vom Mikrofon abgegebene Spannung wurde durch einen Verstärker verstärkt, gleichgerichtet und mit Hilfe des Tintenschreibers aufgezeichnet (Abb. 5). Es wurde für Ka = 1; 4; 6; 8 und 10, was den Frequenzen 354, 708, 1416, 2125, 2833 und 3541 Hz entspricht, mit den Winkeln γ = 0°, 30°, 60°, 90°, 120°, 150° und 180° gemessen. In diesem Frequenzbereich ist die reflektierte Amplitude der Wände des schalltoten Raumes kleiner als 5%. Eine Messung bei Ka = 0,4 wurde nicht durchgeführt, da die Schalldruckschwankungen um die Kugel in der Größenordnung der Ungenauigkeit der Meßeinrichtung lagen.

Die vom Mikrofon durchfahrene Strecke entsprach dem 6fachen Kugelradius. An der Stelle $r = 6\,a$ wurde ein Kontakt angebracht, der den Mikrofonausgang kurzzeitig kurzschloß, so daß am Tinten-



←
⑥ c Ka = 6

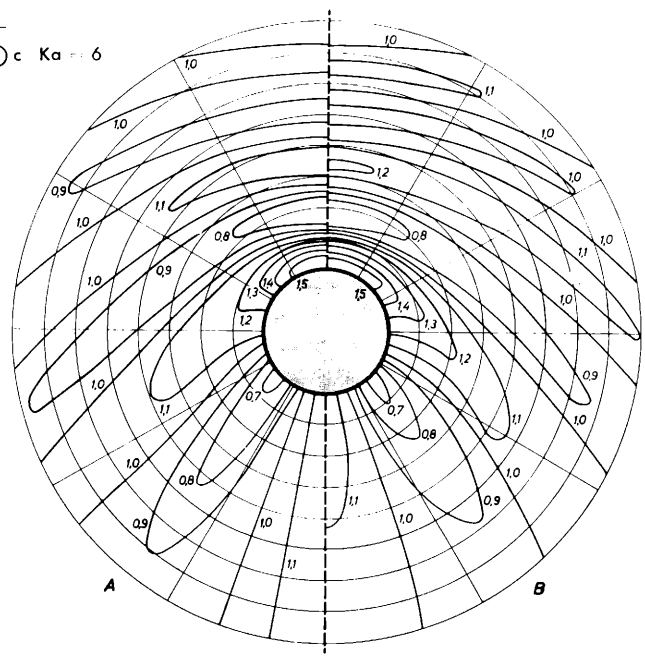


Abb. 7. Kurven konstanter Amplitude für Ka = 2. A = gemessen; B = berechnet

schreiber ein Impuls ausgelöst wurde. Auf diese Art war eine genaue Entfernungsmarkierung möglich.

Die jeweilige Winkeleinstellung wurde dadurch erreicht, daß der Lautsprecher umgestellt wurde, da die Meßstrecke im Schallmeßraum festlag. Die vom Tintenschreiber aufgezeichneten Kurven (Abb. 6a, b, c, d, e) wurden im passenden Maßstab auf die berechneten Kurven übertragen. Die Abweichungen zwischen gerechneten und gemessenen Werten sind in größerer Entfernung von der Kugel größer als in der Nähe.

Weiterhin wurde noch das gesamte Schallfeld um eine Kugel bestimmt. Das Mikrofon wurde in ein drehbares Gestell einmontiert, das Kreise um die Kugel beschrieb. Die jeweiligen Radien konnten eingestellt werden. Auch war an der Stelle $\gamma = 180°$ ein Kontakt eingebaut, der eine genaue Winkelbestimmung auf dem Registrierpapier des Tintenschreibers ermöglichte. Die Auswertung der erhaltenen Werte geschah wie schon oben erwähnt, nur mußte wieder der

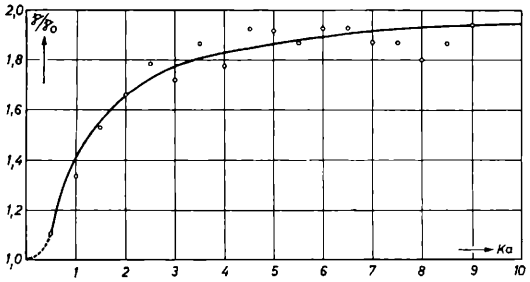


Abb. 8. Schalldruck auf einer starren Kugel in Abhängigkeit von ihrem Radius
—— berechnete, ○ gemessene Werte

passende Maßstab berücksichtigt werden. Es wurde das Schallfeld einer Kugel für $Ka = 2$ gemessen (A in Abb. 7). Die aus Stenzel [1] entnommenen Werte wurden zum Vergleich ebenfalls eingezeichnet.

Schließlich wurde untersucht, wie der Schalldruck auf der Kugel an der Stelle $\gamma = 0$ mit wachsender Größe, oder, da der Radius der Kugel konstant blieb, mit wachsender Frequenz ansteigt. Nach den vorliegenden gerechneten Werten ergab sich die Kurve in Abb. 8. Die Meßergebnisse für $Ka = 0{,}5;\ 1;\ 2 \ldots 10$ wurden ebenfalls eingetragen. Die Abweichungen der Meßergebnisse von den Rechenergebnissen sind kleiner als 5%.

Es ist bekannt, daß sich der Schalldruck auf einer unendlich starren Wand verdoppelt. Bei der Kugel, deren Radius $\sim 1{,}5\ \lambda$ ist, wird die Schalldruckerhöhung bereits 1,83fach. Oder anders ausgedrückt: ein Mikrofon in einem kugelförmigen Gehäuse, z. B. mit einem Durchmesser von 4 cm, in eine ebene Welle gestellt, zeigt infolge der von der Kugel hervorgerufenen Verzerrung bei einer Wellenlänge von etwa 3 cm und einer Frequenz von 11000 Hz nicht den Schalldruck der ungestörten Welle an, sondern den 1,83fachen Betrag. Bei 5500 Hz erhält man den Wert 1,66. Sogar bei 2750 Hz erscheint noch der 1,42fache Betrag.

Die Anregung zu dieser Arbeit geht auf Herrn Dr. Stenzel † zurück, ein Teil der Rechnungen wurde mit ihm gemeinsam durchgeführt.

Zusammenfassung

Im Bereich starrer Kugeln mit den Radien $Ka = 0{,}4;\ 1;\ 4;\ 6;\ 8$ und 10, die sich in einem ebenen Schallfeld befinden, wurden die darin erzeugten Kurven konstanter Amplitude und konstanter Phase berechnet und dargestellt. Anschließend wurden Messungen durchgeführt, die mit hinreichender Genauigkeit mit den Rechnungen übereinstimmten. Es wurde weiterhin festgestellt, daß die Schalldruckerhöhung vor der Kugel im Maximum 1,97fach für den Fall $Ka = 10$ sein kann. Der Schalldruck auf der Kugel bei $\gamma = 0°$ wurde für verschiedene Radien graphisch dargestellt und durch Messungen noch ergänzt.

Schrifttum

[1] ● Stenzel, H.: Leitfaden der Berechnung von Schallvorgängen. J. Springer, Berlin 1939
[2] Rep. of the British Assoc. for the Adv. of Science. London 1914, 87 S
[3] ● Tables of the Spherical Bessel Functions. New York 1947, Columbia University Press
[4] Stenzel, H.: Über die von einer starren Kugel hervorgerufene Störung des Schallfeldes. ENT Bd. 15 (1938) Nr. 3
[5] Schwarz, L.: Zur Theorie der Beugung einer ebenen Schallwelle an der Kugel. Akust. Z. Bd. 8 (1938) Nr. 3
[6] Wiener, F. M.: Sound Diffraction by Rigid Spheres and Circular Cylinders. J. acoust. Soc. Amer. Bd. 19 (1947) Nr. 3
[7] Faran jr., J. J.: Sound Scattering by Solid Cylinders and Spheres. J. acoust. Soc. Amer. Bd. 23 (1951) Nr. 4

Der Fernmelde-Ingenieur

ZEITSCHRIFT FÜR AUSBILDUNG UND FORTBILDUNG

Herausgegeben von Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Karl Herz

Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost

VERLAG FÜR WISSENSCHAFT UND LEBEN GEORG HEIDECKER

WINDSHEIM (MFR.)

9. JAHRGANG / HEFT 4 — 15. APRIL 1955

Internationale Funküberwachung (Die technischen und gesetzlichen Grundlagen sowie der Umfang des Überwachungsdienstes)

Abt. III. Gr. F

Von H. Fleischer

DK 621.396.712.2:347.836

I. Allgemeines

II. Die Aufgaben des internationalen Funküberwachungsdienstes
- a) Bereichsbeobachtung
- b) Störungsverhütung
- c) Störungseingrenzung
- d) Mithilfe bei wissenschaftlichen Messungen

III. Gesetzliche und organisatorische Grundlagen
- a) Bestimmungen des WNV Madrid und der AVO Funk Kairo
- b) Bestimmungen und Organisation nach dem IFV Atlantic City
- c) Bestimmungen der CAER
- d) Deutsche Bestimmungen

IV. Technische Grundlagen des Funküberwachungsdienstes
- a) Erkennen von Sendern
- b) Messungen
  1. Frequenzmessungen
  2. Feldstärkemessungen
  3. Bandbreitenmessungen
- c) Registrierungen
- d) Technische Hilfsmittel

V. Umfang des Funküberwachungsdienstes
- a) Internationaler Funküberwachungsdienst
- b) Funküberwachung in der Bundesrepublik Deutschland
  1. Zusätzliche Aufgaben des deutschen Dienstes
  2. Sendefunkstellen
  3. Organisation der Funküberwachung
  4. Technik des Dienstes
  5. Wirksamkeit des Dienstes

VI. Zusammenfassung, Summary, Résumé

VII. Schrifttum

I. Allgemeines

Die stetige Zunahme von Funkstellen, hervorgerufen durch den steigenden Nachrichtenanfall und die dadurch bedingte längere Ausnutzungszeit der einzelnen Funkverbindungen, sowie die größeren Bandbreiten der einzelnen Dienste, besonders im Hinblick auf das Funkfernsprechen, haben es mit sich gebracht, daß die zur Verfügung stehenden Frequenzen den Bedarf bei weitem nicht decken können. So lagen z. B. der Außerordentlichen Funkverwaltungskonferenz in Genf 1951 (CAER) [1]), die sich die Aufgabe einer neuen, allen Anforderungen gerecht werdenden Frequenzverteilung gestellt hatte, in manchen Bereichen etwa zehnmal mehr Anforderungen vor, als Frequenzkanäle zur Verfügung standen [1]. Die Konferenz war vor eine fast unlösbare Aufgabe

1) CAER = Conférence Administrative Extraordinaire des Radiocommunications.

gestellt und mußte noch mehr als bisher die einzelnen Frequenzen mehreren Funkstellen gleichzeitig zuteilen. Dadurch kommt es, daß sich Überschneidungen einzelner Sender nicht vermeiden lassen. In Bild 1 ist in graphischer Darstellung ein kleiner Ausschnitt der zugeteilten Frequenzen mit ihren Bandbreiten auf Grund der Liste des Internationalen Fernmeldevereins (UIT)[2]) wiedergegeben. Die Frequenzüberschneidungen machten einen Funkverkehr der betreffenden Sendestellen unmöglich, wenn sie durchgehend arbeiteten und die einzelnen Senderichtungen von der Ionosphäre je nach der Tageszeit nicht unterschiedlich übertragen würden.

Wie nun die Polizei bei einer Behinderung des Straßenverkehrs eingreifen muß, um durch Hinweis auf die bestehenden Verkehrsvorschriften den Straßenverkehr wieder flüssig zu gestalten, so ist auch bei der großen Anzahl der Funkteilnehmer, die sich auf die engen Frequenzbänder verteilen, eine besondere Organisation unentbehrlich geworden, die als internationale Funküberwachung kontrollierend und helfend heute dem Funkverkehr zur Seite steht.

II. Die Aufgaben des internationalen Funküberwachungsdienstes

Die Funküberwachung[3]) hat im wesentlichen vier Aufgaben zu erfüllen:

a) Bereichsbeobachtung

Wie bereits erwähnt, lagen auf der Außerordentlichen Funkverwaltungskonferenz in Genf 1951 so viele Frequenzanforderungen vor, daß nicht alle berücksichtigt werden konnten. Es zeigte sich aber, daß manche Verwaltungen Frequenzen vorsorglich angemeldet hatten, weil sie diese vielleicht gelegentlich benötigen könnten oder diese schon einmal vorübergehend gebraucht hatten. Wenn eine internationale Organisation jedoch Ordnung in das derzeitige „Wellenchaos" bringen will, sind solche vorsorglichen Anmeldungen wenig geeignet, die Arbeiten zu erleichtern. Dem Internationalen Ausschuß für Frequenzregistrierung (IFRB)[4]) sollen deshalb von den Funküberwachungsstellen der einzelnen Länder fortlaufend Listen vorgelegt werden, in denen die bei den Überwachungsstellen beobachteten Ausstrahlungen eingetragen sind. Aus den gesamten Meldungen will man dann einen Überblick darüber gewinnen, welche Funksender wirklich arbeiten bzw. wann und wo sie zu hören sind. Auf Grund dieser Angaben lassen sich bei einer neuen Verteilung einzelne Frequenzen — nach Benutzungszeiten und Senderichtungen gestaffelt — mehreren Sendefunkstellen gemeinsam so zuteilen (partagieren), daß dann keine allzu großen Störungen mehr zu erwarten sind.

Eine ähnliche Aufgabe hat der Europäische Rundfunkverein (UER)[5]) für seinen Zuständigkeitsbereich übernommen. Auch hier haben die besonderen Funküberwachungsstellen die Verpflichtung, die in Frage kommenden Frequenzbereiche zu beobachten und zu messen, die Ergebnisse den internationalen Stellen mitzuteilen und somit im eigenen Interesse an einer Bereinigung des Frequenzproblems mitzuarbeiten.

b) Störungsverhütung

Sind die Frequenzen international den Sendefunkstellen zugeteilt, so sollten sie sich gegenseitig nicht stören, da die Benutzungszeiten, die Strahl-

2) UIT = Union Internationale des Télécommunications.

3) Die „Funküberwachung" wird im Bereich der Deutschen Bundespost mit „Funkkontroll-Meßdienst" bezeichnet.

4) IFRB = International Frequency Registration Board.

5) UER = Union Européenne de Radiodiffusion.

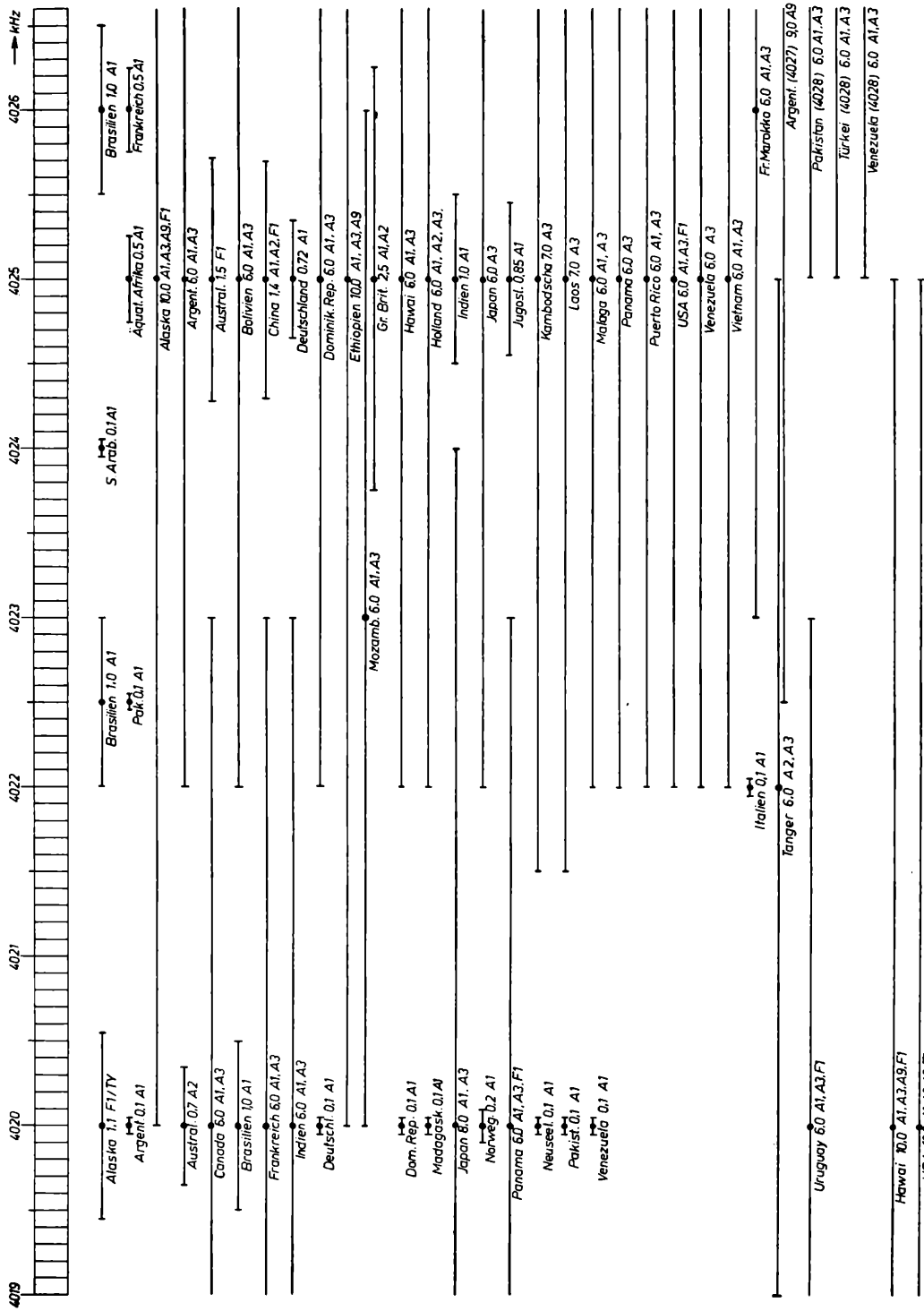


Bild 1. Belegung der einzelnen Frequenzen nach der internationalen Liste unter Berücksichtigung der angemeldeten Bandbreiten

richtungen, die mittleren ionosphärischen Ausbreitungsbedingungen zusammen mit den technischen Vorschriften der Vollzugsordnung für den Funkdienst (VO Funk), Atlantic City 1947, soweit sie die Frequenzkonstanz, Bandbreite und Freiheit von Oberwellen und Nebenwellen betreffen, bei der Zuteilung weitgehend berücksichtigt worden sind. In der Praxis zeigt sich indessen, daß oftmals Abweichungen von der mittleren ionosphärischen Ausbreitung auftreten, die dann zu gegenseitigen Störungen der Funkstellen führen. Außerdem ist zu bemerken, daß eine internationale Zuteilung der Frequenzen durch die CAER bisher nur in einem ganz beschränkten Umfange (bis 4000 kHz) durchgeführt werden konnte, während die Frequenzen über 4000 kHz vorläufig nur für die jeweiligen Benutzer registriert wurden.

Die ionosphärischen Bedingungen [2] bei der Frequenzverteilung sind wegen ihres Zusammenhanges mit der 11jährigen Sonnenfleckenperiode verhältnismäßig schwer in Rechnung zu stellen. Um so genauer müssen dafür die anderen Bedingungen eingehalten werden, um den Funkempfang anderer Sendestellen nicht zu stören. Es ist daher vornehmste Pflicht jeder Sendefunkstelle, die internationalen Vorschriften zu beachten. Da aber erfahrungsgemäß die Sendefunkstellen danach trachten, ihre Sendungen unter allen Umständen abzusetzen, werden sie daher — besonders bei einer zeitlichen Partagierung — die vereinbarten Benutzungszeiten nicht immer streng einhalten.

Im Interesse eines reibungslosen Funkverkehrs ist es daher unerläßlich, daß in jedem Lande ein vom Funkbetrieb unabhängiges Kontrollorgan für die Einhaltung der international geforderten technischen Bedingungen sorgt. Diese Einrichtung ist die Funküberwachung. Sie ist dafür verantwortlich, daß die Sendefunkstellen des eigenen Landes

die richtigen Frequenzen benutzen,
die geforderten Frequenztoleranzen einhalten,
keine Oberwellen oder Nebenwellen abstrahlen,
keine Tastclicks[6]) erzeugen,
die zugelassenen Bandbreiten und die zugeteilten Sendezeiten einhalten,
die vorgesehenen Senderichtungen und die international gebräuchliche Verkehrsabwicklung beachten.

Die zuletzt genannte Bedingung erscheint auf den ersten Blick überflüssig. Wenn man aber bedenkt, daß sich trotz strenger Beachtung der Bestimmungen die gegenseitigen Störungen nicht ganz vermeiden lassen, so ist es unbedingt notwendig, daß z. B. die Sendefunkstellen ihre vorgeschriebenen Rufzeichen zur besseren Erkennbarkeit regelmäßig ausstrahlen. Die Übermittlung überflüssiger Zeichen oder Mitteilungen ist den Sendefunkstellen jedoch untersagt. Sie sind außerdem verpflichtet, ihre ausgestrahlte Leistung auf das notwendige Mindestmaß zu beschränken.

Eine weitere Bedingung für die Verkehrsabwicklung ist z. B. die Einhaltung einer Funkstille im Seefunkdienst auf der Frequenz 500 kHz während der Minuten 15 bis 18 und 45 bis 48 jeder Stunde. Diese Funkstille ist angeordnet, um im Seefunkdienst [3] das Abhören schwacher Notsignale auf der Telegraphierfrequenz sicherzustellen.

Die Funküberwachung hat demnach die internationale Aufgabe, sämtliche Funkdienste des eigenen Landes ständig zu messen und zu beobachten und dafür zu sorgen, daß die Sendefunkstellen die internationalen Auflagen einhalten.

6) Tastclicks = Taststörungen bei Telegraphiesendern, hervorgerufen durch die Ein- und Ausschaltstromstöße beim Schließen und Öffnen der Morsetaste.

c) Störungseingrenzung

Trotz der ständigen Kontrolle der Sendefunkstellen durch die Funküberwachung werden sich aber, wie schon gesagt, Störungen doch nicht restlos vermeiden lassen. Dies ist erklärlich, weil es der Funküberwachung gar nicht möglich ist, jede einzelne Sendefrequenz während der gesamten Aussendungszeit zu messen und zu beobachten. Dazu würde ein technischer und personeller Aufwand notwendig sein, der in keiner Weise vertretbar wäre. Aus diesem Grunde kann die Funküberwachung die Messungen auch nur stichprobenweise durchführen. Stichproben in größeren Abständen werden besonders bei Funksendern ausgeführt, von denen bekannt ist, daß sie die geforderten Bedingungen im allgemeinen ohne Überwachung einhalten. Selbst die beste Kontrollorganisation wird es nie verhindern können, daß Abweichungen von den internationalen technischen Bedingungen durch plötzlich auftretende technische Fehler oder aber durch falsche Bedienung der Funksender auftreten. Diese Abweichungen werden aber unweigerlich zu Störungen anderer Dienste führen.

Eine weitere Quelle von Störungen sind Änderungen der normalen Ausbreitungsverhältnisse. Die Ausbreitungsgesetze beruhen größtenteils auf statistischen Mittelwertsberechnungen und lassen daher für Streuungen größten Raum. Störungen der Funkdienste untereinander müssen infolgedessen immer dann auftreten, wenn die Ausbreitungsbedingungen günstiger werden, als es der bei der Frequenzzuteilung zugrunde gelegten Wahrscheinlichkeit entspricht. Dies tritt besonders im Weitverkehr mit Kurzwellen auf. Die Verhältnisse in der Ionosphäre, die für die Ausbreitungsbedingungen dieser Frequenzen verantwortlich sind, erweisen sich als so undurchsichtig, daß ständig besondere Stellen auf der ganzen Welt um die Ergründung dieser Zusammenhänge bemüht sind und auf Grund ihrer Beobachtungen „Funkwettervorhersagen" herausgeben, die die Ausbreitungsverhältnisse kurzzeitig vorherbestimmen [2]. Die größten Störmöglichkeiten treten auf, wenn entweder die Übertragungsbedingungen besonders günstig sind oder wenn beim allmählichen Verlöschen einer Verbindung infolge der ionosphärischen Dämpfung starke Großkreisabweichungen in der Ausbreitung einsetzen.

Der Funkverkehr zwischen den einzelnen Ländern ist bisher immer weiter angestiegen und wird wohl auch weiterhin ansteigen. In der internationalen Liste der zugelassenen Sendefunkstellen finden aber neue Funkdienste kaum noch Platz. Daher müssen sich neue Dienste zunächst einen für ihren Bereich anscheinend freien Frequenzplatz suchen und für sich anmelden. Die Anmeldung wird aber nur angenommen, wenn Störungen anderer Funkdienste nicht zu erwarten sind. Um dies endgültig beurteilen zu können, muß die Sendefunkstelle auf der ausgesuchten Frequenz einen Probebetrieb durchführen. Ein solcher Versuch wird indessen sehr leicht zu einer Quelle von Störungen.

Nach § 47 des Internationalen Fernmeldevertrages (IFV)[7]) behalten die Mitglieder ihre volle Handlungsfreiheit für militärische Funkanlagen. Diese sind jedoch gehalten, nach Möglichkeit darauf zu achten, daß die Maßnahmen zur Verhütung schädlicher Störungen und die Vorschriften der Vollzugsordnung Funk (VO Funk)[8]) über die zu benutzenden Sendearten und Frequen-

7) IFV = Internationaler Fernmeldevertrag, Convention Internationale des Télécommunications (Atlantic City, 1947).

8) VO Funk = Vollzugsordnung für den Funkdienst (Ausgabe Atlantic City 1947), Règlement des Radiocommunications annexé à la Convention Internationale des Télécommunications (Atlantic City 1947).

zen eingehalten werden. Daher haben die Länder auch nur ihre festen militärischen Funklinien international angemeldet, während die meisten der beweglichen militärischen Funkdienste in keiner internationalen Liste erfaßt sind. Diese militärischen Sendefunkstellen arbeiten nun teilweise ohne Rücksicht auf Störungen anderer, wenn sie befehlsgemäß ihre Funksprüche unbedingt absetzen müssen. Es ist aber auch durchaus möglich, daß eine militärische Sendefunkstelle die von ihr verursachten Störungen nicht wahrnimmt, weil in ihrem Empfänger die Frequenz frei zu sein scheint. Infolge der verschiedenen Empfangsorte und durch die Verschiedenheit der Ausbreitung kann jedoch eine militärische Funkstelle gerade am Empfangsort der international angemeldeten Verbindung zu Störungen Anlaß geben.

Trotz der internationalen Organisation einer Funküberwachung können demnach vielfältige Störungen auftreten. Wenn diese auch teilweise, wie z. B. die durch die ionosphärische Ausbreitung bedingten, unabänderlich sind, so sind doch andere wiederum abzustellen und künftig zu vermeiden. Aus diesem Grunde muß die Funküberwachung, die immer wieder den reibungslosen, störungsfreien Betrieb der Funkdienste im Auge haben soll, darauf bedacht sein, jede ihr vom Betrieb gemeldete Störung eindeutig aufzuklären. Dazu gehört:

1. festzustellen, ob die eigene Sendefunkstelle die internationalen Bedingungen einhält oder sogar selbst durch ein Abweichen die Störung veranlaßt, und
2. genauestens festzulegen, welcher Funksender die Störung verursacht und wodurch sie bedingt ist.

Dabei ist das genaue Erkennen des Funksenders oftmals ebenso schwierig wie die Beurteilung der Störung. Denn beim Erkennen müssen Frequenz, Rufzeichen, Dienstart, Nationalität und Aufstellungsort des Funksenders ermittelt werden. Bei der Beurteilung der Störung muß man feststellen, ob es ein zugelassener Dienst ist, der die Bedingungen einhält oder hiervon abweicht, oder ob es sich um einen nicht registrierten kommerziellen oder militärischen Funkdienst handelt. Die vom Funküberwachungsdienst zu treffenden Maßnahmen zur Behebung der Störung müssen je nach Lage des Falles andere sein.

d) Mithilfe bei wissenschaftlichen Messungen

Wenn die Arbeit des internationalen Funküberwachungsdienstes bei der regelmäßigen Erfassung aller wahrnehmbaren Ausstrahlungen, bei der ständigen Kontrolle der eigenen Sendefunkstellen und bei der Störungseingrenzung immer dem Ziele der störungsfreien Abwicklung des Funkverkehrs gilt, so dient die Mithilfe des Funküberwachungsdienstes bei wissenschaftlichen Messungen nur mittelbar dem gleichen Ziele. Die Messungen geben die Grundlage, um die Ausbreitung der Funkfrequenzen weiter zu erforschen und daraus neue Gesetze abzuleiten, die wiederum dem gesamten Funkverkehr in ihren Anwendungen zugute kommen. Denn je besser man die Ausbreitung berechnen kann, desto genauer kann man bei den Funkdiensten planen, und desto weniger Störungen werden auftreten. Die wissenschaftlichen Messungen können sich daher auf alle Fragen der Wellenausbreitung und verwandte Gebiete erstrecken. Besonders wird es sich aber u. a. um langfristige Feldstärkeregistrierungen, um Aufnahme von Peilwinkelschwankungen und um Messungen der Grenzfrequenz und der niedrigsten

brauchbaren Frequenz (LUF)[9]) [2] handeln. Der internationale Funküberwachungsdienst ist zu dieser Mithilfe bei den wissenschaftlichen Messungen besonders geeignet, da er über die für diese Aufgaben notwendigen Meßgeräte und über ausgebildetes Personal verfügt. Die Auswertung dieser Messungen wird normalerweise nicht Sache der Funküberwachung sein. Daher werden die wissenschaftlichen Messungen nur auf Anforderung internationaler Stellen wie des IFRB, der UER, des CCIR[10]) oder ähnlicher Organisationen sowie nationaler Stellen durchgeführt.

III. Gesetzliche und organisatorische Grundlagen

Die genannten Aufgaben der internationalen Funküberwachung lassen erkennen, daß sie sich erst allmählich mit dem Wachsen der Funkdienste ergeben haben. Daher sind auch die gesetzlichen und organisatorischen Maßnahmen erst nach und nach geschaffen worden, wobei die in einigen Ländern erprobten Maßnahmen international anerkannt und zur Nachahmung durch die anderen Länder empfohlen wurden.

a) Bestimmungen des WNV Madrid und der AVO Funk Kairo

Der Weltnachrichtenvertrag (WNV)[11]), Madrid 1932, sieht bereits im Artikel 35 vor, daß die Funkverbindungen so eingerichtet sein müssen, daß sie die der anderen Vertragspartner nicht stören. Die Vertragsregierungen werden verpflichtet, soweit sie die Sendefunkstellen nicht selbst betreiben, die Beachtung dieser Vorschrift von den anerkannten Unternehmen zu fordern. Damit war die erste gesetzliche Grundlage für einen Funküberwachungsdienst gegeben. Die gestellte Forderung hat aber nur dann Zweck, wenn sichergestellt ist, daß sie auch wirklich eingehalten wird. Zumindest müssen die Verwaltungen (Vertragsregierungen) in der Lage sein, die etwaigen Klagen anderer Regierungen im Störungsfalle zu überprüfen. Da dieser Vertrag von Deutschland ratifiziert worden ist, ist sein Inhalt gleichzeitig auch zum deutschen Gesetz erhoben.

Auf Grund des Weltnachrichtenvertrages wurde im Jahre 1938 in Kairo die Allgemeine Vollzugsordnung Funk (AVO Funk)[12]) im Auftrage der Vertragsregierungen unterzeichnet. Durch die nachfolgende Ratifizierung wurden auch diese Bestimmungen deutsches Gesetz. Die AVO Funk geht in ihrem Artikel 6 (§ 3) weiter als der ursprüngliche Vertrag. Während nach dem Vertrag die Verwaltungen zur Überwachung verpflichtet sind, so bestimmt die AVO Funk:

„Die Verwaltungen werden häufig nachprüfen, ob die ausgesandten Wellen ... den Vorschriften dieser Vollzugsordnung entsprechen."

Und

„Man wird eine zwischenstaatliche Zusammenarbeit auf diesem Gebiet anstreben."

Mit dieser Bestimmung wird die Funküberwachung international eingeführt und die Zusammenarbeit der Verwaltungen angestrebt.

9) LUF = Lowest Usuable Frequency.

10) CCIR = Comité Consultatif International des Radiocommunications = Internationaler Beratender Ausschuß für den Funkdienst.

11) MNV = Weltnachrichtenvertrag Madrid 1932 = Convention Internationale des Télécommunications.

12) AVO Funk Allgemeine Vollzugsordnung für den Funkdienst (Ausgabe Kairo 1938), Règlement Général des Radiocommunications (Revision du Caire, 1938).

Im Artikel 22 der AVO Funk, der die Frage der Störungen behandelt, sind auch bereits die Merkmale angegeben, die im Störungsfalle den anderen Verwaltungen mitgeteilt werden müssen. Damit ist der damalige Umfang des Funküberwachungsdienstes umrissen, der sich auf Beobachtung und Frequenzmessung beschränkt:

„Wenn eine Verwaltung ... über Störungen Klage führt, muß sie zu deren Stützung und Begründung

a) die Merkmale der beobachteten Störung genau angeben (Frequenz, Änderungen der Abstimmung, Rufzeichen der störenden Funkstelle, wenn diese bekannt ist, und alle anderen zweckmäßigen Einzelheiten, die über die Störung zu erhalten sind);
b) erklären, daß die gestörte Funkstelle wirklich die ihr zugeteilte Frequenz benutzt;
c) angeben, daß die Art des von ihr regelmäßig verwendeten Empfangsgerätes gleichwertig ist der besten Art von Funkgerät, die in dem betreffenden Dienst für gewöhnlich benutzt werden."

b) Bestimmungen und Organisation nach dem IFV Atlantic City

Der WNV Madrid 1932 wurde abgelöst durch den Internationalen Fernmeldevertrag von Atlantic City 1947 (IFV). Dieser Vertrag sieht im Artikel 44 (wie auch schon der WNV Madrid) vor, daß durch die Funkverbindungen keine schädlichen Störungen verursacht werden dürfen. Dies ist eine technische und zugleich betriebliche Forderung. Allerdings geht der IFV noch einen Schritt weiter, wenn er gleichzeitig festlegt, daß der Schutz gegen diese Störungen nur gilt, wenn der Funkdienst „unter Beachtung der Bestimmungen der Vollzugsordnung für den Funkdienst" betrieben wird. Der IFV spricht dann von einer Verpflichtung der Mitglieder, von den von ihnen anerkannten Sendefunkstellen die Beachtung der Bestimmungen zu fordern, so daß eigentlich kein Mitgliedsland ohne eine staatliche Kontrolle der Aussendungen, d. h. ohne Funküberwachung, auskommen könnte.

Die Vollzugsordnung für den Funkdienst (VO Funk) zum Internationalen Fernmeldevertrag (Atlantic City 1947), die auch in Atlantic City 1947 beschlossen wurde, sieht weitere Einzelheiten vor. Im Zuge der technischen Entwicklung widmet sie einen ganzen Abschnitt den Geräten und Aussendungen der Funksender. So bestimmt der Artikel 16:

„Die Wahl ... der verwendeten Geräte und Einrichtungen ist frei ... Jedoch müssen ... bei der Wahl der Sende-, Empfangs- und Meßgeräte die neuesten Fortschritte der Technik, wie sie namentlich in den Empfehlungen des CCIR aufgezeigt sind, berücksichtigt werden."

Damit ist die Möglichkeit geschaffen, die Güte sowohl der Aussendungen als auch des Empfanges ohne Änderung des Vertrages allein schon durch die Empfehlung des CCIR weiter zu steigern. Daher verweist auch der Artikel 17, der sich mit der Güte der Aussendungen befaßt, ausdrücklich nochmals darauf hin, daß die im Anhang aufgeführten Daten, die bei den Aussendungen eingehalten werden müssen, nur bis zur Veröffentlichung neuer CCIR-Empfehlungen gelten.

Im einzelnen müssen die Funkstellen sich nach den festgesetzten Frequenztoleranzen richten. Die Bandbreiten der Aussendungen, die Energie der Harmonischen der Funkfrequenz und die ungewollten Ausstrahlungen müssen auf dem niedrigsten Wert gehalten werden, den der Stand der Technik und die Art des durchzuführenden Funkdienstes zulassen.

Die Delegierten dieser Funkkonferenz hatten klar erkannt, daß keine Vorschriften ohne die notwendige Überwachung bestehen können. Sie haben

daher in den weiteren Punkten des Artikels 17 zwei der internationalen Grundaufgaben der Funküberwachung nochmals eindeutig herausgestellt:

„Um die Beachtung dieser Vollzugsordnung nachdrücklich sicherzustellen, treffen die Verwaltungen die notwendigen Maßnahmen, damit häufige Messungen der Aussendungen der ihnen unterstellten Funkstellen vorgenommen werden. Die bei den Messungen anzuwendende Technik soll im Einklang mit den neuesten Empfehlungen des CCIR stehen.
Die Verwaltungen arbeiten bei der Untersuchung und Beseitigung von Störungen zusammen . . ."

Die VO Funk begnügt sich aber nicht nur mit der gewissermaßen „gesetzlichen" Grundlage, sondern macht auch Vorschläge für die Organisation der „Funküberwachung". Diese grundsätzlichen Bestimmungen sind im Artikel 18 zusammengefaßt, die unter der Überschrift „Internationale Überwachung der Aussendungen" ihrer Ausführlichkeit wegen nicht im Wortlaut wiedergegeben werden können. Ihr Inhalt umfaßt stichwortartig folgende Punkte:

Die Bestimmungen zur Sicherstellung der Beachtung der Vollzugsordnung können mit Hilfe von Funküberwachungsstellen durchgeführt werden. Die Verwaltungen vereinbaren eine Zusammenarbeit bei Einrichtung eines internationalen Fequenzüberwachungssystems. Die Funküberwachungsstellen nehmen die Überwachungen vor, die von den internationalen Organisationen verlangt werden können. Die Messungen werden zwischen den Ländern durch Vermittlung der Zentralbüros der Funküberwachung (in jedem Land ein Büro) ausgetauscht.

Im Anhang C zur VO Funk wird das Thema „Internationale Überwachung der Aussendungen" nochmals behandelt. Allerdings werden hier mehr die wissenschaftliche Hilfe, die Messungen und die Beobachtungen für die internationalen Organisationen gestreift. Der Anhang C bestimmt u. a.: „Die Internationale Funkkonferenz in Atlantik City, 1947", erkennt an,

„daß es wünschenswert ist, auf weltumfassender Grundlage einen Überwachungsdienst einzurichten, der bestimmt ist, diejenigen Messungen der Frequenzen, Feldstärken, Bandbreiten und anderer kennzeichnender Größen durchzuführen, die für den Internationalen Ausschuß zu Frequenzregistrierung (IFRB) zur wirksamen Durchführung seiner Aufgaben notwendig sein könnten . . ."

In weiteren 7 Punkten werden dann die technischen und organisatorischen Punkte behandelt. Die Internationale Funkkonferenz empfiehlt schließlich:

. . . bis ein Überwachungsdienst, der auf weltumfassender Grundlage ausgerichtet ist und mit allgemein angenommenen technischen Normen arbeitet, in zufriedenstellender Weise eingerichtet werden kann, bemühen sich die Verwaltungen und Organisationen . . ., solche Überwachungen und Messungen möglichst durchzuführen, die vom Internationalen Ausschuß zur Frequenzregistrierung . . . angefordert werden können."

Außer den nationalen Funküberwachungsstellen, die den Verwaltungen oder den Funkunternehmen unterstehen können, sieht die VO Funk als organisatorische Maßnahme die Bildung eines Zentralüberwachungsbüros für jedes Land vor, damit die internationale Zusammenarbeit erleichtert werden kann. Dieses Zentralüberwachungsbüro kann auch bei Störungsfällen eingesetzt werden. Im Artikel 14 der VO Funk heißt es hierzu:

1. Zur Aufklärung von Störungen

„Wenn ein solches Vorgehen in einem Störungsfall gerechtfertigt erscheint, erbittet die Verwaltung oder in gewissen Fällen das Zentralüberwachungsbüro des Landes . . . die Unterstützung der anderen Verwaltungen, Zentralüberwachungsbüros . . . bei den erforderlichen Beobachtungen und Messungen, um die Störquelle ausfindig zu machen . . ."

2. Zur Behebung von Störungen

„Sind Ursprung und Merkmale der Störung festgestellt, so verständigt die genannte Verwaltung oder das Zentralbüro die Verwaltung oder gegebenenfalls das Zentralbüro des Landes, dem die störende Funkstelle angehört, unter Mitteilung aller zweckdienlichen Angaben, damit diese Verwaltung oder das Zentralbüro die zur Beseitigung der Störung notwendigen Maßnahmen treffen kann."

c) Bestimmungen der CAER

Die Außerordentliche Funkverwaltungskonferenz in Genf (1951) (CAER) beschäftigte sich mit der internationalen Frequenzliste und schloß ein „Abkommen über die Aufteilung und Annahme der neuen internationalen Frequenzlisten für die verschiedenen Funkdienste in den Frequenzbereichen zwischen 14 und 27 500 kHz zwecks Inkraftsetzung des Frequenzverteilungsplanes von Atlantic City." Dieses Abkommen wird mit „CAER-Abkommen" bezeichnet. Die Konferenz erkannte, daß allein auf Grund der Anmeldungen der Verwaltungen keine gültige Liste aufzustellen sei. Sie bat die Verwaltungen daher, um die Arbeit des IFRB zu erleichtern, in der „Entschließung Nr. 3 über den festen Funkdienst, den beweglichen Landfunkdienst und den Rundfunkdienst zwischen 3950 kHz (4000 kHz in Region 2) und 27 500 kHz": ...

3. dem IFRB Auszüge aus den Berichten des Funküberwachungsdienstes über die Benutzung der Frequenzen unter Berücksichtigung des Art. 18 und des Anhang C der VO Funk von Atlantic City zu liefern;

4. auf Verlangen des IFRB bestimmte Aussendungen zu überwachen, wenn er ergänzende Angaben zur Lösung besonderer Fälle anfordert; ...

In der gleichen Entschließung beauftragt die Außerordentliche Funkverwaltungskonferenz außerdem den Frequenzregistrierungsausschuß, periodisch zusammengefaßte Angaben des Funküberwachungsdienstes für die Veröffentlichung zusammenzustellen. Die Beobachtungs- und Meßergebnisse des internationalen Funküberwachungsdienstes werden somit zu einem wichtigen Dokument.

Welchen Wert die Konferenz den Funküberwachungsergebnissen beimißt, geht aus der „Empfehlung Nr. 11 über die internationale Funküberwachung" hervor, in der die Konferenz den Verwaltungen empfiehlt, ihr möglichstes zu tun, um die Wirksamkeit des internationalen Funküberwachungssystems zu vergrößern und weitgehend beim Arbeitsprogramm des IFRB mitzuwirken.

d) Deutsche Bestimmungen

Die erste Grundlage in der deutschen Gesetzgebung für die Funküberwachung bildet das Gesetz über Fernmeldeanlagen von 1928 (FAG), das das Recht, Fernmeldeanlagen zu errichten und zu betreiben, dem Postminister überträgt, der die Befugnis zum Betrieb einzelner Fernmeldeanlagen weiterverleihen kann. Die Verleihung ist auch im Einklang mit Art. 22 der VO Funk für jede einzelne Funkanlage durchzuführen, da die im FAG aufgeführten Ausnahmen, die sich auf nicht genehmigungspflichtige Fernmeldeanlagen beziehen, für Funkanlagen nicht zutreffen. In § 6 FAG ist die Überwachung auf Einhaltung der Verleihungsbedingung erwähnt, die mit den Forderungen der internationalen Verträge übereinstimmt. Um die Überwachungsmöglichkeit sicherzustellen, sieht das FAG sogar Strafbestimmungen vor:

§ 16 (1) „Wer vorsätzlich die Überwachung von Fernmeldeanlagen (§ 6) verhindert oder stört oder eine in Ausübung dieser Überwachung verlangte Auskunft nicht oder nicht richtig erteilt, wird mit Gefängnis oder mit Geldstrafe bestraft. Der Versuch ist strafbar ..."

Durch das FAG ist also die Möglichkeit geschaffen, die Funküberwachung in Deutschland durchzuführen.

Die im vorhergehenden Abschnitt erwähnten internationalen Verträge mit ihren Vorschriften über die Form der Funküberwachung haben durch Bundesgesetz vom 29. 1. 52 (BG. Bl. II Nr. 4 vom 5. 2. 52 S. 341) für Westdeutschland (Bundesrepublik) Gesetzeskraft erlangt. Bis zu diesem Zeitpunkt waren der IFV, die VO Funk und das CAER-Abkommen durch Besatzungsrecht für die Bundesrepublik bindend.

IV. Technische Grundlagen des Funküberwachungsdienstes

Wie sich bei der Erläuterung der Funküberwachungsaufgaben im Abschnitt II, besonders über die Störungseingrenzung und Störungsverhütung, ergeben hat, ist das Hauptaugenmerk des Funküberwachungsdienstes auf die technischen Daten zu richten, die bei der Untersuchung und Beurteilung gegenseitiger Funkstörungen wichtig, z. B. auf die

Frequenz,
Bandbreite,
Oberwellen oder ungewollten Ausstrahlungen,
Leistung.

Die Größe dieser Daten soll bei internationalen Störungsmeldungen angegeben werden. Diese Messungen werden aber bisher noch nicht überall nach den gleichen Methoden durchgeführt und sind somit nicht unmittelbar vergleichbar. Daher verlangt die VO Funk im Artikel 18 § 5, daß jede Mitteilung die „Angaben über die von diesen Funkstellen angewendeten Meßmethoden enthalten" muß. Der § 6 verpflichtet dann den IFRB, bei seinen Veröffentlichungen neben der Angabe der Meßmethode auch für jede Meßreihe die geschätzte Genauigkeit anzugeben. Aus diesem Grunde wurde auch im gleichen Artikel bestimmt:

„Nach Veröffentlichung einer Empfehlung des CCIR über die technischen Normen der Arbeitsweise, die von den verschiedenen Arten der Funküberwachungsstellen anzuwenden sind, ... kann der IFRB diese technischen Normen einstweilen als beste praktische Normen anerkennen."

Die anerkannten praktischen Meßnormen für den Funküberwachungsdienst sind aber bisher noch nicht vorhanden, da das CCIR kaum Empfehlungen dafür herausgebracht hat. Die international einheitlichen Meßmethoden sind so schwierig festzulegen, daß vom CCIR über viele Fragen erst Studienprogramme aufgestellt sind. Auf Grund der bei den einzelnen Ländern praktisch erprobten verschiedenartigen Verfahren sollen dann die Empfehlungen herausgegeben werden. Im Rahmen dieser Arbeit kann zwar nicht auf die einzelnen Meßverfahren eingegangen werden, doch sollen die Studienprogramme des CCIR auf dem Gebiet der Funküberwachung noch kurz aufgezeigt werden, um damit die Schwierigkeiten dieses Dienstes klarzulegen. Bevor ein Funksender jedoch gemessen werden kann, ist seine Aussendung ihm erst eindeutig zuzuordnen.

a) Erkennen von Sendern

Das Erkennen von Sendern, d. h. die Zuordnung einer gehörten Aussendung zu einem bestimmten Sender, erscheint auf den ersten Blick nicht schwierig, denn die VO Funk bestimmt im Artikel 13, daß

„das Aussenden von Zeichen ohne Angabe der Kennung allen Funkdiensten untersagt"

ist, und daß die nach den Bestimmungen des Art. 19 mit einem Rufzeichen versehenen Funkstellen

„ihr Rufzeichen im Verlauf ihrer Aussendung so oft übermitteln, wie es praktisch und angemessen ist".

Bei Aussendungen für Versuche, Abstimmungen oder Erprobungen muß der Name oder das Rufzeichen in kurzen Abständen übermittelt werden. Diese Bestimmungen gelten für die Funkstellen der beweglichen Dienste sowie für Amateur- und Versuchsfunkstellen.

Im Funküberwachungsdienst beobachtet man aber häufig, daß Sender bei großem Telegrammanfall ihr Rufzeichen nur sehr spärlich ausstrahlen. Ebenso ist es bekannt, daß die Rundfunksender ein zusammenhängendes Abendprogramm nicht unterbrechen, um den Namen des Senders anzusagen. Die Funküberwachungsstellen sind daher oftmals gezwungen, die Aussendungen während langer Zeit zu beobachten, bis einmal das Rufzeichen oder die Kennung gegeben wird. Aber auch dann ist das Erkennen der Sender noch schwierig, wenn — wie oftmals beim Rundfunk — das gleiche Programm über mehrere Sender der gleichen Sendegesellschaft abgestrahlt wird.

Erschwerend für das Erkennen der Sender ist weiterhin, daß die Sender immer mehr zu Sendeverfahren übergehen, die einen erhöhten technischen Aufwand auf der Sender- und Empfängerseite erfordern, dafür aber die Verbindung besser auszunutzen gestatten oder die Sicherheit der Übertragung erhöhen. Die Rufzeichen oder Kennungen werden nun oftmals von den Sendern in den von ihnen gewählten Sendeverfahren ausgestrahlt. Man kann auch nicht verlangen, daß andere Sendeverfahren für die Kennung verwendet werden. Beim Mehrkanalbetrieb werden die Rufzeichen in den einzelnen Kanälen je nach der Verkehrsdichte zu verschiedenen Zeiten gegeben. Die Funküberwachungsstellen sind daher nicht in der Lage, die Kennung zu erfassen, wenn sie nicht Geräte zur Aufnahme dieser besonderen Sendeverfahren besitzen. Andererseits aber ist es wegen der nicht vertretbaren sehr hohen Kosten eine unmögliche Forderung, die Überwachungsstellen mit so viel Geräten auszurüsten, daß alle Aussendungen erkennbar gemacht werden können. Diese aufgezeigten Schwierigkeiten in dem Erkennen von Aussendungen werden international voll gewürdigt. Daher befaßt sich auch die XIII. Studienkommission des CCIR seit langem mit der Frage der Kennung aller Funkstellen, um dem Funküberwachungsdienst die Arbeit zu erleichtern. Alle Funkstellen, die international zur Benutzung eines Rufzeichens verpflichtet sind, sollen dieses entweder in Sprache, im langsamen Morsecode oder im Fernschreibcode (Fünferalphabet) geben. Damit würden die zum Erkennen der Sender notwendigen Empfangsverfahren wesentlich verringert. Trotz dieser einfachen Forderung sind noch keine eindeutigen Empfehlungen des CCIR in dieser Frage zustande gekommen, da die anderen mit dieser Frage verknüpften Bedingungen eine Bearbeitung fast aussichtslos erscheinen lassen. Diese Bedingungen sind:

1. Die Kennung darf den Nachrichtenfluß der Sendung nicht aufhalten und den Empfang nicht stören.
2. Die Sendung darf durch die Kennungsgabe keine größere Bandbreite erhalten.
3. Die beim Sender und beim Funküberwachungsempfänger aufzuwendenden technischen Mittel müssen gering und wirtschaftlich tragbar sein.

Ansätze, die Kennung bei amplitudenmodulierten Sendern mit geringstem Hub frequenzmoduliert oder bei frequenzmodulierten Sendern mit geringstem Modulationsgrad amplitudenmoduliert aufzudrücken, sind im Gange. Das Erkennen des Rufzeichens kann dann aber nur noch oszillographisch erfolgen. Kein Verfahren ist aber bisher so ausgereift, daß es erfolgreich zur internationalen Einführung vorgeschlagen werden kann. Auch der deutsche Funküberwachungsdienst ist bemüht, diese Frage einer Lösung zuzuführen.

Sollte die Frage der Kennung international befriedigend gelöst sein, werden doch für den Funküberwachungsdienst noch große Schwierigkeiten beim Erkennen der Sender bestehen bleiben. Artikel 19 § 9 der VO Funk räumt nämlich den Ländern das Recht ein, „ein eigenes Verfahren zur Kennzeichnung der Funkstellen anzuwenden, die es für seine Landesverteidigung benutzt". Jedoch sollen möglichst Rufzeichen verwendet werden, die als militärische Rufzeichen zu erkennen sind und aus denen möglichst die Staatszugehörigkeit hervorgehen soll. Dieses wird aber meist nur bei festen militärischen Funklinien angewendet, die überwiegend auch international angemeldet sind. Die vielen beweglichen Verbände verwenden aber nicht angemeldete Rufzeichen, aus denen man keine Rückschlüsse auf die Art des Dienstes, auf die Nationalität und möglichst auf den Standort ziehen kann. Bei dem häufigen Rufzeichenwechsel dieser Verbände können auch Rufzeichen der internationalen Listen sehr oft vorkommen, so daß dadurch zusätzlich Schwierigkeiten entstehen. Man kann daher nicht mit Bestimmtheit sagen, daß das gehörte und in einer internationalen Liste eingetragene Rufzeichen von dem dort verzeichneten Sender stammt. Es ist deswegen nach Möglichkeit immer die Nationalität oder der ungefähre Standort dieser Funkstelle festzustellen, damit die Identität der Sendefunkstelle genau geprüft und somit bei wiederholten Störungen bei den zuständigen Ländern um Abhilfe gebeten werden kann.

b) Messungen

Die VO erklärt im Anhang C für wünschenswert,

„Messungen der Frequenzen,
Feldstärken,
Bandbreiten und
anderer kennzeichnender Größen durchzuführen".

Wenn auch durch die ersten drei Begriffe der größte Teil der Messungen umrissen ist, so lassen die anderen „kennzeichnenden Größen" jedoch auch alle anderen, einmal notwendig erscheinenden Messungen zu. Hierzu gehören u. a. Impulsmessungen, Modulationsgrad- bzw. Hubmessungen, Messungen von Harmonischen und ungewollten Aussendungen und Messungen der äußeren Kreuzmodulation (die Messungen sind im wesentlichen als Frequenz- und Feldstärkemessungen durchzuführen), Polarisationsmessungen und Einfallswinkelmessungen.

Die VO Funk gibt für die ersten drei der genannten Begriffe im Anhang 3 bis 5 technische Werte an, die die Sender einhalten sollen. Diese Werte sind demnach in erster Linie laufend zu kontrollieren und bei Störungen zu überprüfen.

1. Frequenzmessungen

Als erstes Merkmal einer Aussendung ist die Frequenz anzusehen. Hierfür sind in Anlage 3 der VO Funk die höchstzulässigen Abweichungen festgelegt, die in Bild 2 graphisch dargestellt sind. Es ist Aufgabe jeder einzelnen Funkstelle, für die Einhaltung dieser Frequenztoleranz selbst zu sorgen. Der Funküberwachungsdienst hat hierbei die Aufgabe, die Frequenzmessungen der Funkstellen zu kontrollieren und bei Meßfehlern einzugreifen. Daraus ergibt sich die notwendige Genauigkeit der Funküberwachungsmessungen; denn eine Kontrollmessung muß stets mit einem Maßstab erfolgen, der eine Größenordnung genauer ist als die von den Funkstellen geforderte Genauigkeit. Dieser Erkenntnis ist das CCIR 1948 in Stockholm gefolgt, als es die Meßgenauigkeit der Überwachungs-Frequenzmessungen festlegte, die gleichfalls in Bild 2 graphisch dargestellt ist.

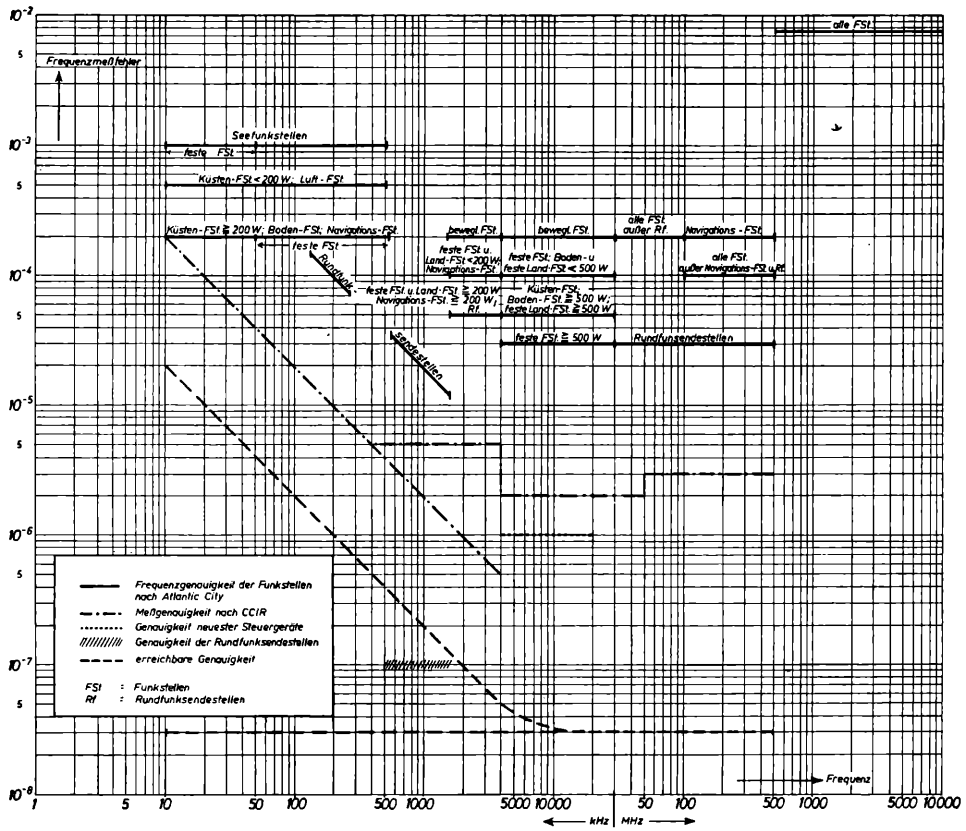


Bild 2. Frequenztoleranzforderungen nach der VO Funk mit den Meßgenauigkeiten für Funküberwachungsstellen nach dem CCIR Stockholm 1948 und den angestrebten deutschen Meßgenauigkeiten.

Diese Meßgenauigkeit muß mit dem Stande der Technik Schritt halten. Wegen der immer stärkeren Belegung der Funkfrequenzen versucht man,

die zulässigen Frequenztoleranzen weiter herabzusetzen, und geht in immer größerem Maße zur Quarzsteuerung der Funksender über. Die neuesten Entwicklungen lassen darauf schließen, daß jede beliebige Frequenz im Steuerteil der Funksender mit einer Genauigkeit von 10^{-6} eingestellt werden kann [4]. Weiterhin ist bekannt, daß besonders die Mittelwellenrundfunksender bei Gleichwellenbetrieb auf $^1/_{1000}$ Hertz untereinander konstant gehalten werden, wobei die Absolutgenauigkeit bei etwa 10^{-7} liegt. Daher ist es notwendig, daß die Überwachungs-Frequenzmessungen bereits jetzt mit der größtmöglichen Absolutgenauigkeit durchgeführt werden. Diese beträgt (unter Verwendung einer Normalfrequenz) etwa $3 \cdot 10^{-8} \pm 0.2$ Hz. Bei sehr genau (auf volle 100 Hz) stehenden Funksendern können auch größere Genauigkeiten als 0.2 Hz erzielt werden.

Die vorerwähnten Genauigkeiten der Frequenzmessungen gelten jedoch nur für amplitudenmodulierte Sendungen. Die Frequenz-Meßmethoden des Vergleiches mit einer Normalfrequenz sind bis 50 MHz in allen Ländern annähernd die gleichen. Dagegen sind die erforderlichen Meßmethoden und die erreichbaren Meßgenauigkeiten bei höheren Frequenzen noch ungeklärt. In der VO Funk kommt dies bereits zum Ausdruck, da die Frequenzgenauigkeit der Funksender über 500 MHz nur mit $7{,}5 \cdot 10^{-3}$ angegeben ist. Dabei ist ausdrücklich erwähnt, daß bis zur Herausgabe einer Empfehlung des CCIR keine strengere Toleranz angegeben werden kann. In Stockholm 1948 sind die Genauigkeiten der Frequenzmessungen der Überwachungsstellen nur bis 50 MHz festgelegt worden. Die Benutzung höherer Frequenzen steigt aber ständig. Die Frequenzmodulation und die Phasenmodulation ist in diesen Frequenzbereichen überwiegend. Das CCIR London 1953 beschäftigte sich daher u. a. mit den Fragen, welche Meßgenauigkeit für Frequenzen über 50 MHz anzuwenden und welche Meßmethoden vorzuziehen sind. Damit muß sich auch die deutsche Funküberwachung beschäftigen, da sie vor die gleichen Probleme gestellt ist. Als technische Grundlage ist es für den Funküberwachungsdienst noch wichtig, daß das CCIR in der Vorbetrachtung zu dieser Frage erkennt, daß „große Vorteile bestehen, wenn man die Frequenzen einer großen Anzahl von Sendestellen mittels einer kleinen Anzahl von festen oder beweglichen Überwachungsstellen mißt". Damit ist international zum Ausdruck gebracht, daß auch die Frequenzmessungen über 50 MHz von der Funküberwachung durchgeführt werden und daß die Anzahl der festen Stellen klein sein soll.

Außerdem wird festgestellt, daß in diesen Frequenzbereichen bewegliche (also fahrbare) Frequenzmeßanlagen eingesetzt werden müssen.

2. Feldstärkemessungen

Zur Abschätzung der Störmöglichkeiten von Funksendern untereinander ist die Kenntnis der einfallenden Feldstärke wichtig. Ebenso gibt in einem Störungsfall die Messung der Nutzfeldstärke und der Störfeldstärke Aufklärung über die Größe der Störung. Mit der Feldstärkemessung kann außerdem in gewissen Grenzen auf die vom Sender abgestrahlte Leistung geschlossen werden. Wegen der großen Bedeutung der Feldstärkemessung hat das CCIR 1953 in London auch eine Empfehlung über deren Genauigkeit herausgegeben. Darin wird bestimmt:

Frequenzen bis 3000 kHz	$\pm$ 1.5 db (= etwa $\pm$ 20 %)
von 3000 kHz bis 30 000 kHz	$\pm$ 2 db (= etwa $\pm$ 25 %)
von 30 MHz bis 300 MHz	$\pm$ 3 db (= etwa $\pm$ 40 %)

Da diese Genauigkeiten sehr groß sind und schon für Feldstärken über 1 μV/m gelten sollen, hat das CCIR bereits die Zeitkonstante der Meßgeräte, ferner die an den Empfänger und an den Eichoszillator zu stellenden Bedingungen sowie die für die Messungen zu verwendenden Antennenanordnungen festgelegt. Auf Grund der Antennenanordnungen und unter Berücksichtigung der empfohlenen Meßgenauigkeit müssen Feldstärkemeßplätze ortsfest eingerichtet sein. Bewegliche Feldstärkemeßgeräte können nur durch ständige Eichung in ihrer Genauigkeit annähernd den vorgenannten Forderungen entsprechen.

Die für Feldstärkemessungen empfohlenen Genauigkeiten sind jedoch bei getasteten Sendungen und Sendungen mit unterdrücktem Träger nicht anwendbar. Daher erkannte auch das CCIR, daß die Empfehlungen „nicht alle Gesichtspunkte des Problems erfassen" und empfiehlt aus diesem Grunde, die Untersuchungen der Meßanordnungen fortzusetzen. Dabei wird der Einsatz von automatischen Schreibgeräten erwogen; denn man hat international erkannt, daß schon bei Lang- und Mittelwellen, überwiegend aber bei Kurz- und Ultrakurzwellen, eine Einzelmessung (nach Ort und Zeit) zur Kennzeichnung der Aussendung nicht genügt. Es müssen daher die Orts- und Zeitstreuungen erfaßt werden, die man nur durch registrierende Messungen bestimmen kann. Diese Messungen müssen dann statistisch ausgewertet werden. Man erhält drei international eingeführte Werte [5] der Feldstärke:

Das Quasimaximum: das ist der Wert, der statistisch bei 10 % der Beobachtungszeit erreicht oder überschritten wird;
der Medianwert: das ist der Wert, der während 50 % der Beobachtungszeit erreicht oder überschritten wird; und
das Quasiminimum: das ist der Wert, der während 90 % der Beobachtungszeit erreicht oder überschritten wird.

Zu der Zeitwahrscheinlichkeit tritt dann noch besonders bei Ultrakurzwelle die Ortswahrscheinlichkeit [6].

Als Feldstärkemessungen sind auch die Messungen der unzulässigen Harmonischen oder der ungewollten Aussendungen durchzuführen. Nach der VO Funk Anh. 4 müssen diese Aussendungen bis 30 000 kHz in der Leistung mindestens 40 db unter der Leistung der Grundfrequenz liegen und dürfen keinesfalls 200 mW übersteigen. Die Funküberwachung muß diesen Wert gleichfalls kontrollieren. Eine international anerkannte Methode der Messung der Harmonischen oder ungewollten Aussendungen im Strahlungsfeld fehlt aber bisher, da hier mit der Ortswahrscheinlichkeit gerechnet werden muß. Die Antennen werden nämlich oftmals die ungewollten Aussendungen oder die Harmonischen nicht mit derselben Charakteristik wie die Grundwellen, für die sie gebaut sind, abstrahlen, sondern den ungewollten Aussendungen andere Hauptrichtungen oder Erhebungswinkel geben. Für eine statistische Auswertung müßte man eigentlich die Messungen auf einer Kugelschale um den Sender durchführen. An der Unmöglichkeit der Durchführung solcher Messungen scheitern vorläufig noch die exakten Methoden im Strahlungsfeld. Dennoch gibt schon die Messung der relativen Feldstärke von Grundwelle und ungewollten Ausstrahlungen an einzelnen Punkten in vielen Störungsfällen einen wertvollen Beitrag zur Störungsaufklärung.

3. Bandbreitenmessungen

Als weiteres, unbedingt einzuhaltendes Kriterium nennt die VO Funk die Bandbreite der Sendung. Sie gibt im Anh. 5 für die einzelnen Sende-

arten die theoretisch ermittelten Bandbreiten an. Diese sind aus dem zu übertragenden Nachrichtenfluß und der noch zulässigen Zeichenverformung berechnet [7]. Andererseits definiert aber die VO Funk im Artikel 1 die

„Bandbreite einer Aussendung: Das Frequenzband, das 99 % der insgesamt ausgestrahlten Leistung umfaßt, derart erweitert, daß jede Einzelfrequenz mit einbezogen wird, deren Leistung mindestens 0.25 % der insgesamt ausgestrahlten Leistung beträgt."

Ein anerkanntes Meßverfahren nach dieser Definition gibt es weder bei Messungen unmittelbar am Sender noch bei Messungen im Strahlungsfeld. Daher wurde dieser Bestimmung der VO Funk auch bisher weniger Bedeutung zugemessen. Erst die immer steigende Anzahl der Funkstellen und die neuen, größere Bandbreiten brauchenden Sendeverfahren führen dazu, die benötigten Bandbreiten zu erfassen. Im internationalen Austausch häufen sich daher die Meldungen über Störungen durch zu große Bandbreiten. Die Messungen der Bandbreiten sind somit für den deutschen Funküberwachungsdienst äußerst wichtig. Das CCIR hat sich bereits seit längerem mit dieser Frage beschäftigt. Es konnte bisher aber noch keine Meßnorm aufstellen, sondern empfiehlt (London 1953) zunächst, die bisher bekannten Verfahren auf ihre Anwendbarkeit zu prüfen. Diese Verfahren sind:

Abtasten der Aussendung mit einem schmalen Bandfilter;
Messung der Energien in den weitabliegenden Komponenten der Ausstrahlung;
Messung der Spannungen an schmalen Filtern, die eng aneinandergereiht über das Band der Aussendung verteilt sind.

Einer weiteren Empfehlung des CCIR (London 1953) zufolge werden neue Definitionen eingeführt werden müssen, die die wirklich eingenommene Bandbreite von der notwendigen Bandbreite und der Außerhalbstrahlung unterscheidet, wobei unter „Außerhalbstrahlung" keine ungewollten Aussendungen oder Harmonischen verstanden werden. Die oben genannten Verfahren werden aber nur in Sendernähe anwendbar sein. Die Funküberwachung benötigt ein Verfahren, das auch bei großer Senderentfernung noch Meßwerte genügender Genauigkeit ergibt. Deswegen beabsichtigt auch das CCIR, die Messung der Bandbreite durch Funküberwachungsstellen in einer besonderen Studienfrage zu behandeln. Obwohl die Bandbreiten-Meßgeräte und die Meßverfahren der Funküberwachung im allgemeinen denen in Sendernähe ähnlich sein werden, müssen die bei Funküberwachungsstellen eingesetzten Geräte doch noch weitere Faktoren berücksichtigen wie etwa Schwund der Zeichen, Geräusche, Störungen atmosphärischer Art oder Störungen durch andere Sender. Außerdem müssen die Messungen während des normalen Betriebes des Senders durchgeführt werden. Bei Messungen in Sendernähe kann man sich meist dazu besondere periodische Zeichen aussenden lassen.

Mit dieser Feststellung der Schwierigkeit der Bandbreitenmessungen ist gleichzeitig die Schwierigkeit aller Messungen des Funküberwachungsdienstes umrissen. Sie besteht darin, Messungen größter Genauigkeit bei erschwerten Bedingungen, wie sie der normale Sendebetrieb darstellt, im Fernfeld durchzuführen. Daher können alle diese Messungen nicht schematisch gemacht werden, sondern sie erfordern eine genaue Kenntnis der technischen Vorgänge jedes der mannigfachen, besonders in letzter Zeit neuentwickelten Sendeverfahren, ferner die Kenntnis der möglichen Ausbreitungsverhältnisse, des Ausschaltens von Störungen und des Abschätzens der möglichen Fehlerquellen der Empfangs- und Meßgeräte.

c) Registrierungen

Bei den Feldstärkemessungen wurde darauf hingewiesen, daß mehr und mehr Registrierungen verwendet werden müssen, weil man mit punktweisen (zeitlichen und örtlichen) Messungen nicht mehr auskommt.

Die Registrierung ist die selbsttätige Aufzeichnung von Meßwerten. Sie muß im Funküberwachungsdienst in großem Umfange angewendet werden, da die Messungen, wie bereits erwähnt, während des Normalbetriebes der Funksender durchgeführt werden müssen. Die Aussendungen sind aber, abgesehen von Navigationsfunkstellen, bestimmt nicht periodisch. Außerdem treten Schwankungen durch die verschiedenen Ausbreitungsverhältnisse und Störungen aller Art auf, so daß eine Augenblicksmessung daher den wirklichen Zustand nur schlecht wiedergeben kann, es sei denn, es handelt sich um Messungen, die durch die Fernübertragung oder die nichtperiodische Aussendung nicht beeinflußt werden, wie z. B. um Frequenzmessungen, Tastgütebeurteilung usw. .

Die Registrierung und ihre statistische Auswertung wird damit zur Grundlage vieler Funküberwachungsmessungen.

Eine internationale Aufgabe ist, wie bereits erwähnt, die Feststellung der Frequenzbelegung der einzelnen Bereiche. Das IFRB soll ständig über die vorhandenen Funkdienste unterrichtet werden, um Neuzuteilungen entsprechend der aufgezeigten Belegung vornehmen zu können. Das CCIR erkannte in London 1953 an,

„daß der Umfang der notwendigen Arbeiten so groß ist, daß es notwendig ist, bei der Überwachung den Meßbeamten durch die Verwendung von automatischen Einrichtungen zu unterstützen."

Mit dieser Anerkennung werden aber die Fragen des CCIR (London 1953) gekoppelt, die sich darauf beziehen,

welche Parameter die Belegung des Frequenzspektrums kennzeichnen, welche man davon erfassen muß, um eindeutige Aussagen zu erhalten und

welche man automatisch aufzeichnen lassen kann.

Nebenbei werden dann die weiteren technischen Einzelheiten der Automatik behandelt. Damit wird die bisher teilweise subjektive Beobachtungsmethode für die Belegung der Frequenzbänder (Bereichsbeobachtung) von der objektiven Messung verdrängt. Alle automatisch aufzuzeichnenden und später auszuwertenden Parameter müssen künftig Meßgrößen sein, die auch der Meßbeamte, zu dessen Unterstützung die Automatik eingesetzt ist, anzuwenden hat. Verständlich ist, daß die Meßgenauigkeit der Automatik nicht die Größe haben kann, die persönliche Messungen aufweisen. Zur Feststellung der Belegung eines Bandes ist aber auch nicht die bei Eingrenzung von Störungen erforderliche Genauigkeit notwendig. In vielen Fällen wird es bei der „Bereichsbeobachtung" genügen, anzugeben, welche Größenordnung der zu messende Parameter aufweist. Die Funküberwachungsstellen beurteilen z. B. die Lautstärke bisher subjektiv nach einem bestimmten Code, gehen aber immer mehr zur objektiven Messung über, indem sie den Codezahlen bestimmte Feldstärkebereiche zuordnen (Tabelle 1). Dazu sind keine genauen Feldstärkemessungen notwendig; die gesamte Empfangsapparatur muß jedoch mit entsprechenden Meßinstrumenten versehen und geeicht sein. Die Eichung ist des öfteren zu kontrollieren. Die automatische Registrierung kann aber nie den Meßbeamten verdrängen, da die Einstellung der Geräte, das Erkennen von Sendern und die Protokollführung zur Auswertung der Aufzeichnungen stets den Menschen erfordert.

Tabelle 1

Zuordnung der Lautstärkeskala zur Empfängereingangsspannung (Die Eichfaktoren zur Umrechnung auf Feldstärken hängen von Antennen und Frequenzen ab).

S-Wert nach SINPO[13])	S-Wert nach 9er Skala[13])	Eingangssp. μ V	db Mittelwert
1	1	< 1	
2	2	1—2	6
	3	2—4	12
3	4	4—9	18
	5	9—15	24
4	6	15—30	30
	7	30—70	36
5	8	70—150	42
	9	150—300	48
	9 + 10 db	300—1000	60
	9 + 20 db	1000—3000	70
	9 + 30 Jb	3000—10 000	80
	9 + 40 db	10 000—30 000	90

d) Technische Hilfsmittel

Der Funküberwachungsdienst benötigt zur Lösung seiner Aufgaben bestimmte Hilfsmittel, die im Rahmen dieses Heftes im einzelnen nicht erläutert werden sollen, da es sich hierbei meist um Meßgeräte in besonderen Schaltungen, wie Oszillographen oder Spektrographen oder um Aufzeichnungsgeräte für Ton und Bild handelt. Die hier kurz zu streifenden Hilfsmittel sind das Peilen und die Funkwettervorhersage. Das Peilen im Rahmen der Aufgaben des Funküberwachungsdienstes ist nicht Selbstzweck, sondern ausschließlich ein Hilfsmittel, um das Erkennen der Sender zu erleichtern. Trotzdem ist der Aufwand, den der Funküberwachungsdienst dafür treiben muß, sehr groß. Es ist bekannt [8], daß nur bei Langwellen der Bodenwellenanteil meist überwiegt, so daß das Peilminimum steht. Bereits im Mittelwellenbereich treten dagegen in der Dämmerung und des Nachts Mehrwegeausbreitungen über dem Boden und in der Ionosphäre auf. Bei der Kurzwelle ist die Raumwellenausbreitung bis auf einen kleinen Nahbereich um den Sender die Regel; dabei kann bei Mehrfachempfang eine Peilstrahlaufspaltung vorkommen. Außerdem wird in der Ionosphäre auch die Polarisationsebene gedreht, so daß durch Verschieben der Feldkomponenten eine Peilung unsicher wird. Daher müssen „nachteffektfreie" Peiler (sog. Adcock-Peiler) eingesetzt werden, die nur die senkrechte Feldkomponente zur Peilung verwenden. Aber auch hiermit ist besonders die Kurzwellenpeilung nicht immer „sicher", da das Peilminimum, bedingt durch die Ausbreitungsverhältnisse, pendelt oder gar dreht.

13) SINPO ist ein vom CCIR eingeführter Bewertungscode bei dem bedeutet: S = Signalstrength (Lautstärke) (S-Wert); I = Interference (Störungen durch Sender); N = Noise (atmosphärische Störungen); P = Propagation disturbance (Schwund); O = Overall readability (Lesbarkeit). — S-Wert (Lautstärkebeurteilung) nach der 9er Skala ist hauptsächlich im Amateurfunk eingeführt.

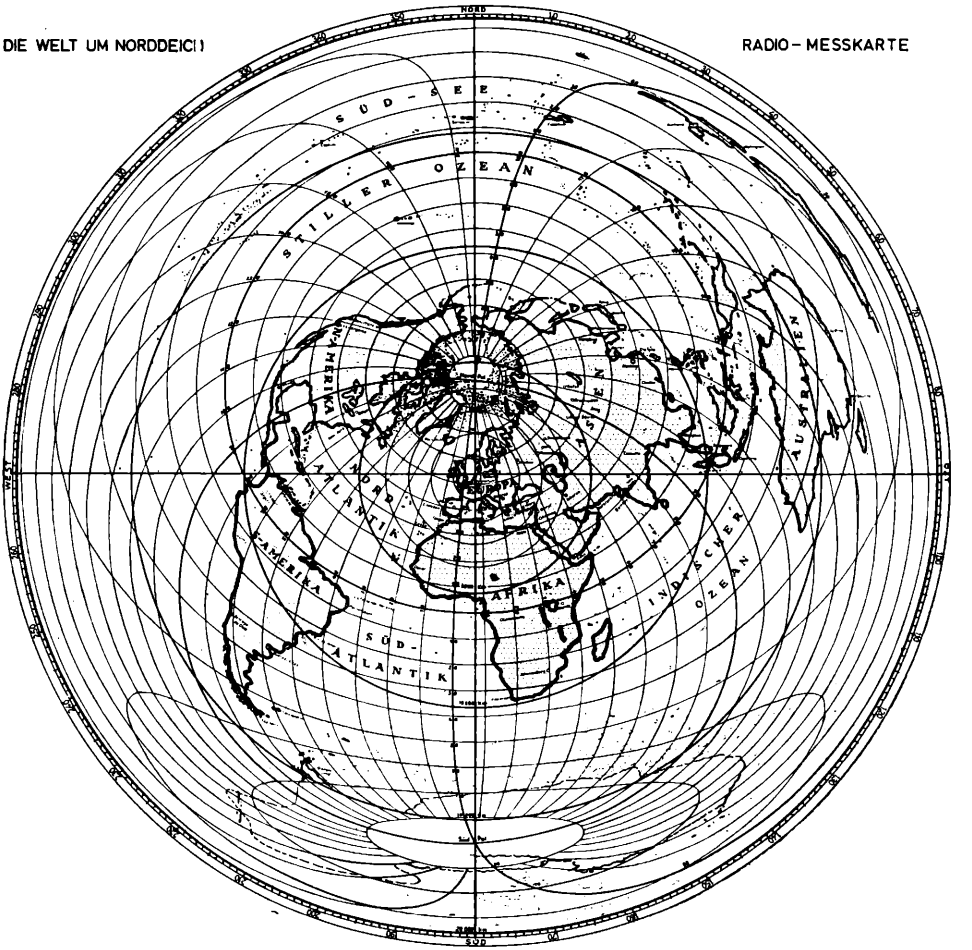


Bild 3. Die Welt um Norddeich. Zur Erläuterung der Einfallsrichtungen ferner Funksender

Während die Genauigkeit der Peilungen bei Langwellen hauptsächlich von der Empfindlichkeit des verwendeten Gerätes abhängt und in μV/m Eingangsfeldstärke für 1 Grad Minimumbreite angegeben wird, kommt man bei Kurzwellenpeilungen infolge der Ausbreitungseigenschaften mit einer Peilung (trotz größter Empfindlichkeit) meist nicht aus. Das CCIR empfahl daher 1951 in Genf, bei Peilungen auf der Kurzwellenpeilfrequenz für den Seefunkdienst folgendes Verfahren anzuwenden, das sinngemäß auch für die Peilungen im Funküberwachungsdienst gilt:

„Wegen der schnellen Änderung des scheinbaren Azimuts der Peilung, die häufig bei der Kurzwellenpeilung beobachtet wird, sollten sich die Messungen über mehrere Minuten erstrecken."

Dann erhält man folgende Genauigkeiten von praktisch auswertbaren Kurzwellenpeilungen:

„Bei Entfernungen, die größer als etwa 1200 km sind, liegt der bei Verwendung moderner Kurzwellenpeilsysteme zu erwartende mittlere Peilfehler in der Größenordnung von 3 bis 5 Grad. Bei Entfernungen unter 1200 km steigt der Fehler mit abnehmender

Entfernung stetig an bis auf etwa 5 bis 10 Grad. Bei Entfernungen unter 100 km kann der Fehler sogar größer als 10 Grad sein. Die obigen Zahlenwerte beziehen sich auf den arithmetischen Mittelwert der Peilungen, die in einer Zeit von nicht mehr als 10 Minuten durchgeführt wurden."

Eine weitere Ungenauigkeit in der Peilung ergibt sich für den deutschen Funküberwachungsdienst aus der sehr kleinen Basis. Bild 3, das die Welt um Norddeich darstellt, veranschaulicht, wie sich die Sender der Welt für den deutschen Funküberwachungsdienst darstellen. Ob dabei nur e i n Peiler oder mehrere weit auseinanderliegende Peiler in Deutschland zur Verfügung stünden, macht bei der Kleinheit der Winkelunterschiede nichts aus. Man erhält nur eine Richtungsbestimmung. Daher ist bei Fernpeilungen immer eine internationale Zusammenarbeit notwendig. Für Peilungen im europäischen Raum wird die Peilbasis in Deutschland ausreichend sein.

Als weiteres, allerdings meist negatives Mittel zum Erkennen von Sendern dient bei der deutschen Funküberwachung die Funkwettervorhersage [2]. Die monatlichen Voraussagen für die verschiedenen Richtungen nach Übersee (Bild 4), für den Europaverkehr und für den Nahbereich geben zunächst die vermutliche Hörbarkeit von Funksendern aus den an-

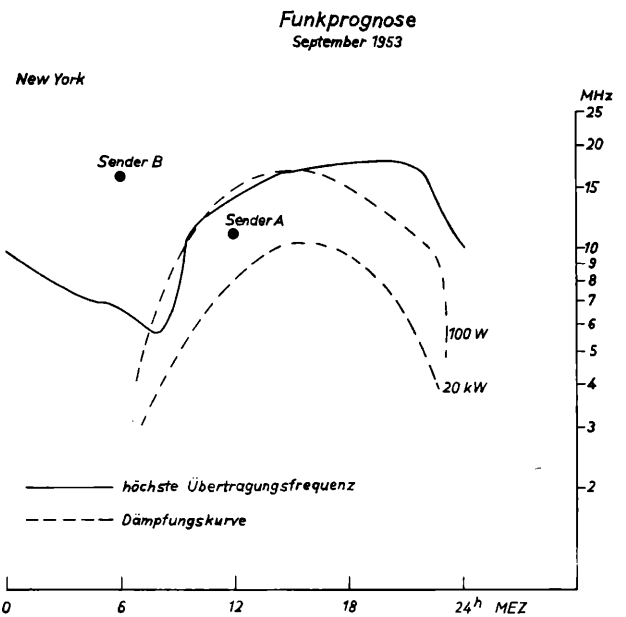


Bild 4. „Funkwetter"-Vorhersage (Übersee). Richtung Deutschland–Nordamerika. September 1953

gegebenen Bereichen wieder. Die täglichen Voraussagen vervollständigen diese Angaben durch die voraussichtlichen Abweichungen von der höchsten Übertragungsfrequenz und der Dämpfung. Wenn auch die Kurven zusammen mit den täglichen Voraussagen nur die Vermutungen aus der Summe aller zur Verfügung stehenden Beobachtungen darstellen, so geben diese dem Funküberwachungsdienst wertvolle Hinweise beim Erkennen der Sender. Ergibt z. B. die Beobachtung und Messung, daß eine bestimmte Aussendung einem Sender in Nordamerika zuzuordnen ist und bestätigt die Voraussage (Bild 4, Sender A), daß der Sender auch etwa zu dieser Zeit am Empfangsort zu hören sein wird, so kann man annehmen, daß kein Fehler in der Messung vorhanden war. Zeigt dagegen die Voraussage, daß

der gemessene Sender (Bild 4, Sender B) eigentlich nicht aus der Richtung kommen sollte, so muß nach Möglichkeit die eindeutige Zuordnung der Ausstrahlung weiter untersucht werden, da eine Fehlmessung vorliegen könnte. Ehe man in einem solchen Falle andere Zentralüberwachungsbüros zur Mithilfe auffordert, wird man erst die Richtigkeit der Voraussage überprüfen, indem man einige bekannte Sender mißt und sie mit der Vorhersage vergleicht.

Die Funkwettervorhersage ist also kein eigentliches Mittel zum Erkennen der Sender, sondern hilft nur mit, etwaige Fehler im Erkennen von Sendern rechtzeitig festzustellen. Da die Funkausbreitung nicht immer der Funkwettervorhersage entspricht, müssen bei besonders großen Abweichungen von dieser die Meßergebnisse der Funküberwachung zunächst besonders kritisch betrachtet werden, bis sie eindeutig durch weitere Messungen bestätigt sind.

Die Funkwettervorhersagen für den Nahbereich lassen zusammen mit den Peilungen bestimmte Schlüsse über den Entfernungsbereich zu, in dem sich die Sendefunkstelle von der Funküberwachungsstelle befinden wird. Dreht nämlich — z. B. bei Peilung von Kurzwelle mit Rahmenpeiler — das Minimum stark, so ist der Empfangsort außerhalb der Bodenwelle. Die normalerweise mögliche Reichweite der Ausstrahlung kann man aber aus der Vorhersage entnehmen. Natürlich gilt das im vorhergehenden Abschnitt Gesagte ebenso. Man wird also bei Abweichungen von der Vorhersage besonders kritisch die eigenen Messungen betrachten müssen. Es können aber ohne weiteres Überreichweiten vorkommen.

V. Umfang des Funküberwachungsdienstes

a) Internationaler Funküberwachungsdienst

Die Aufgaben des internationalen Funküberwachungsdienstes, die Organisation und zum größten Teil auch die technischen Forderungen sind in der VO Funk festgelegt. Obwohl 72 Länder (ohne Japan, Spanien und die Bundesrepublik Deutschland, die an den Beratungen noch nicht beteiligt waren) diese Vollzugsordnung unterzeichnet haben, sind nach den neuesten Genfer Veröffentlichungen [9] nur 22 Länder (einschließlich der oben erwähnten Nicht-Unterzeichner) bereit, an dem internationalen Funküberwachungsdienst teilzunehmen. Diese Länder haben die Unterlagen dieses Dienstes der UIT zur Veröffentlichung übergeben. Nur 2 Länder (Ungarn und Lybien) haben erklärt, daß sie nicht in der Lage seien, in diesem Dienst mitzuarbeiten. Die anderen Länder nehmen zwar offiziell nicht an dem internationalen Überwachungsdienst teil, betätigen sich jedoch meistens auf Anforderung bei internationalen Störungseingrenzungen.

Die am internationalen Funküberwachungsdienst beteiligten Länder sind in Bild 5 wiedergegeben. Man erkennt deutlich, daß die Zentralbüros im europäischen Bereich stark vertreten sind, während sie in anderen Erdteilen meist nur vereinzelt erscheinen.

In Bild 5 sind außerdem die Regionen angegeben, die nach der VO Funk bei der Zuteilung von bestimmten Frequenzen in den einzelnen Bereichen in Frage kommen. Für den deutschen Funküberwachungsdienst interessiert naturgemäß zunächst die Region 1. Innerhalb der Region 1 unterscheidet man noch, zwischen den Linien A und B, den europäischen Bereich, der im Süden bis zur Zone des tropischen Rundfunks reicht. Es kann aber bei der großen Reichweite, besonders der kurzen Wellen, nicht ausbleiben, daß der

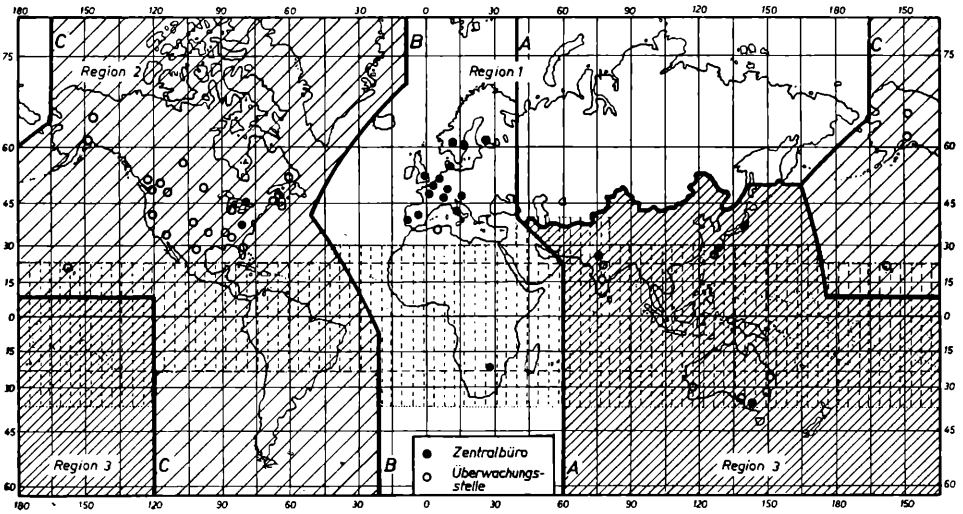


Bild 5. International angemeldete Zentralüberwachungsbüros der Welt mit Regioneneinteilung nach der VO Funk

Funküberwachungsdienst die Verhältnisse in allen Regionen überblicken muß. Die Aufteilung (Bild 5) zeigt weiter, daß das Gebiet des europäischen Bereiches im Vergleich zu den anderen Regionen verhältnismäßig klein ist. Doch konzentrieren sich gerade hier die Zentralbüros der Funküberwachung. Diese Tatsache beweist, daß wegen der auf kleinstem Raum betriebenen vielen Funksender und der damit verbundenen gegenseitigen großen Störmöglichkeiten eine internationale Zusammenarbeit der Funküberwachung besonders notwendig ist.

Der internationale Funküberwachungsdienst ist in Form „der Zentralüberwachungsbüros" erstmalig 1947 durch den Vertrag von Atlantic City eingerichtet worden. Daher ist die aktive Beteiligung von 22 Ländern bereits als Erfolg zu werten, wenn man berücksichtigt, daß der Funküberwachungsdienst einen großen organisatorischen, technischen und personellen Aufwand erfordert.

b) Funküberwachung in der Bundesrepublik Deutschland

Die Organisation des nationalen Funküberwachungsdienstes ist in den einzelnen Ländern verschieden und nach den geographischen Gegebenheiten und den besonderen Eigenarten in Betrieb und Technik der Sendefunkstellen des jeweiligen Landes ausgerichtet. Daher ist es notwendig, bevor auf die Organisation der Funküberwachung in der Bundesrepublik eingegangen wird, die zusätzlichen Aufgaben des deutschen Funküberwachungsdienstes und den Umfang der deutschen Sendefunkdienste zu besprechen.

1. Zusätzliche Aufgaben des deutschen Dienstes

Die internationalen Aufgaben des Funküberwachungsdienstes konnten in Bereichsbeobachtung, Störungsverhütung, Störungseingrenzung und Mithilfe bei wissenschaftlichen Messungen zusammengefaßt werden. Zusätzlich

hat der Funküberwachungsdienst in der Bundesrepublik aber noch eine Reihe von Aufgaben zu erfüllen, die im wesentlichen folgende sind:

Aufnahme von Feldstärkekurven

Die Sendefunkstellen, deren Aussendungen sich an viele Empfänger in der Bundesrepublik richten, müssen in ihren Strahlungseigenschaften festgelegt sein, damit nicht unnötig noch Ermittlungen gegen störende andere Funksender eingeleitet werden, die (durch die schlechte Ausbreitung des eigenen Funksenders bedingt) doch zu keinem Erfolg gegen den Störer führen könnten. Die Ausbreitungseigenschaften sind durch die Feldstärke am Empfangsort am besten gekennzeichnet. Die Feldstärkekurven dienen z. B. dem Funkstörungs-Meßdienst, um bei Rundfunkstörungen die effektive Höhe der Antennen abschätzen zu können, deren Mindesthöhe durch das Hochfrequenzgesetz[14]) bestimmt ist.

Aufnahme von Antennendiagrammen

Antennendiagramme sind praktisch auch Feldstärkekurven im Nahfeld um die Sendefunkstelle. Ihre Aufnahme ist gleichfalls zur Störungsverhütung äußerst wichtig, da besonders bei Richtantennen durch zu starke Nebenzipfel Störungen auftreten können.

Aufklärung von äußerer Kreuzmodulation

Sind mehrere Funksender räumlich benachbart oder strahlen zwei Funksender über dieselbe Antenne, so können bei Fehlern in den Antennenfiltern oder bei Nichtlinearitäten in den Antennenkreisen leicht Kreuzmodulationen auftreten. Diese stören hauptsächlich den Empfang anderer Funksender.

Auskundung von Schwarzsendern

Die Schwarzsender werden immer, gleich welche Frequenz sie benutzen, mehr oder weniger andere Funkdienste stören. Eine internationale Verpflichtung zur Auskundung von Schwarzsendern besteht außerdem durch VO Funk Art. 22 § 1, der besagt, daß keine Sendefunkstelle ohne Genehmigung der Regierung des Landes errichtet oder betrieben werden darf, zu dem sie gehört.

Störungen von Trägerfrequenzkanälen

Da die Trägerfrequenzkanäle mit Hertzschen Wellen arbeiten, sind sie definitionsgemäß (nach VO Funk) als Funkverkehr anzusehen. Dies wird besonders deutlich an den Trägerfrequenzverbindungen auf Freileitungen oder auf Hochspannungsleitungen, die durch die auf gleichen oder benachbarten Frequenzen betriebenen starken Funksender empfindlich gestört werden können.

Messungen für den Funkwetterdienst

Die Messungen für den Funkwetterdienst werden im Rahmen der Mithilfe bei wissenschaftlichen Messungen durchgeführt.

2. Sendefunkstellen

Der notwendige Umfang des Funküberwachungsdienstes wird ersichtlich, wenn man sich die Anzahl der Sendefunkstellen in der Bundesrepublik und der damit verbundenen Störmöglichkeiten bei den ohnehin bereits überbelegten Funkbändern vergegenwärtigt. Die Anzahl der Sendefunkstellen

14) Gesetz über den Betrieb von Hochfrequenzgeräten v. 9. 8. 1949.

ist sehr groß, wie die beigefügten Tabellen nach dem Stande vom 1. 4. 1954 zeigen.

Kommerzieller Verkehr

Der kommerzielle und der Presse-Verkehr wickelt sich zwar nur über 6 Sendefunkstellen ab; doch dafür sind 68 Sender mit insgesamt 184 Frequenzen eingesetzt. Das Versorgungsgebiet der Sender ist Deutschland, Europa und Übersee.

Richtfunkverbindungen

Die Richtfunkverbindungen der Deutschen Bundespost und der Deutschen Bundesbahn sind auf Ultrakurz- und Dezimeterwellen eingesetzt. Insgesamt sind 92 Funkfelder vorhanden (Tab. 2).

Tabelle 2

Richtfunknetz der Deutschen Bundespost und der Deutschen Bundesbahn

	Anzahl der Funkfelder		
	bei UKW	Dm-Fernsprechen	Dm-Fernsehen
Post	6	52	20
Bahn	14	—	—

Rundfunksender

Die 232 in der Bundesrepublik betriebenen Rundfunksender werden in Tonrundfunk- und Fernsehsender unterschieden. Dabei ist aber der Ton- und der Bildkanal eines Fernsehsenders nur als ein Sender gezählt (Tab. 3). Die Arbeit auf dem Rundfunkgebiet wird für die deutsche Funküberwachung dadurch erschwert, daß in der Bundesrepublik außer den deutschen noch 7 ausländische Sendegesellschaften arbeiten (BBC, Rias, VOA, AFN, BFN, RFE, ACLB) und die Frequenzen und Sendezeiten (besonders der ausländischen Kurzwellensender) nicht immer bekannt sind.

Tabelle 3

Rundfunksender in der Bundesrepublik Deutschland

Frequenzbereich	Gesamtzahl	Deutsch		ausländisch	
		Sender	Frequenzen	Sender	Frequenzen
Langwelle	2	1	1	1	1
Mittelwelle	91	52	22	39	20
Kurzwelle	10	5	11 (Stationen)	5	57 (Stationen)
Ultrakurzwelle	113	106	39	7	7
Fernsehen	16	16	6	—	—
	232	180	79	52	85

Bewegliche Funkdienste

Die beweglichen Funkdienste (Tab. 4) werden gegliedert in Seefunk, Flugfunk und Landfunk. Beim Flugfunk können jedoch nur die Flughäfen für zivile Luftfahrt und die Gemischtflughäfen berücksichtigt werden, deren Flugsicherung den deutschen Stellen untersteht. Trotzdem bestehen 902 feste und 3689 bewegliche Sendefunkstellen.

Amateurfunk

Die in der Bundesrepublik genehmigten 3791 deutschen und ausländischen Funkamateure verursachen der Funküberwachung im Verhältnis zu

Tabelle 4

Bewegliche Funkdienste in der Bundesrepublik Deutschland

Funkdienst	Zahl der Sender		
	ortsfest	beweglich	Richtfunk
Seefunk	88	1437	—
Flugfunk	228	90	—
Landfunk	444	2124	2
Vorführanlagen	16	38	—
Versuchsfunkanlagen	126	—	—
	902	3689	2

ihrer Zahl keine große Arbeit, da sie auf bestimmten Frequenzbändern arbeiten dürfen. Die Amateursendefunkstellen brauchen also nicht eine bestimmte Frequenz innerhalb der ihnen zugewiesenen Bänder einzuhalten. Die technischen und betrieblichen Forderungen liegen daher nicht so hoch, wie bei den anderen Sendefunkstellen.

Trägerfrequenzverbindungen auf Hochspannungsleitungen

Die in der Bundesrepublik betriebenen Trägerfrequenzverbindungen auf Fernsprechfreileitungen sind immer mehr im Schwinden. Lediglich bei der Deutschen Bundesbahn sind diese Verbindungen häufiger. Sie werden oft durch Funksender gestört. Dagegen werden Trägerfrequenzverbindungen auf Hochspannungsleitungen in zunehmendem Maße betrieben. So bestehen auf Hochspannungsleitungen 279 Fernsprechkanäle und 62 Mehrzwecke- und Fernwirkkanäle. Da die Leistung dieser Anlagen nur 10 Watt beträgt, ist die Störmöglichkeit der Anlagen auf andere Funkdienste geringer; dagegen verursachen die häufigen Störungen durch andere Sendefunkstellen dem Funküberwachungsdienst weit mehr Arbeit.

Funkanlagen der Besatzungsmacht

In den angegebenen Zahlen sind die Sendefunkstellen der Besatzungsmacht (mit Ausnahme der Rundfunksendestellen) nicht enthalten. Hierüber liegen keine Unterlagen vor, da es sich fast ausschließlich um militärische Dienste handelt. Aber gerade diese Sendefunkstellen verursachen dem Funküberwachungsdienst sehr viel Arbeit, da weder Rufzeichen noch Frequenz ihrer Ausstrahlung bekannt sind. Wird ein derartiger Sender erfaßt, ohne daß seine Zugehörigkeit zu den militärischen Funkdiensten der Besatzungsmacht erkennbar ist, so muß jedesmal dem Verdacht nachgegangen werden, daß es sich um einen Schwarzsender handelt, wenn die Peilungen einen Standort in der Bundesrepublik ergeben.

3. Organisation der deutschen Funküberwachung

Die Funküberwachung obliegt der Deutschen Bundespost und hat ihre Spitze im „Zentralbüro des Funkkontroll-Meßdienstes im Fernmeldetechnischen Zentralamt". Dieses Büro mit der Telegrammkurzanschrift „Monitor" nimmt die Aufgaben des Zentralbüros nach Art. 18 der VO Funk wahr und kann in Funküberwachungsangelegenheiten mit den ausländischen Zentralbüros oder Verwaltungen unmittelbar verkehren. Dem deutschen Zentralbüro unterstehen 6 Funkkontroll-Meßstellen (Bild 6). Diesen Stellen sind Meßbezirke zugeteilt. Diese Bezirke, die sich etwa mit den Grenzen mehrerer Oberpostdirektionsbezirke decken, umfassen:

Meßstelle	Oberpostdirektionsbezirk
Itzehoe	Kiel, Hamburg, Bremen

Detmold	Münster, Hannover, Braunschweig
Krefeld	Düsseldorf, Köln, Dortmund
Frankfurt (Main)	Frankfurt (Main), Koblenz, Trier, Neustadt, Karlsruhe
Freiburg	Freiburg, Stuttgart, Tübingen
München	München, Nürnberg, Regensburg.

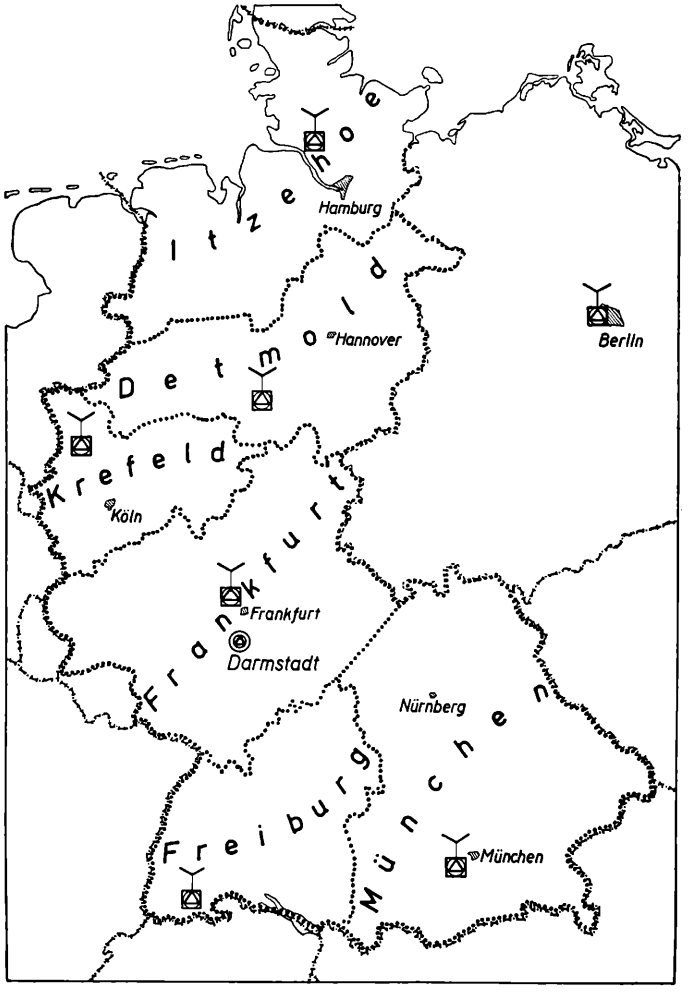


Bild 6. Meßbezirke der deutschen Funküberwachungsstellen

Die Meßstelle in Berlin (West) umfaßt den Bereich der Landespostdirektion Berlin. Das Zentralbüro kann bei der Verteilung der Aufgaben von diesen Meßbezirken abweichen, wenn es aus wirtschaftlichen oder meßtechnischen Gründen notwendig erscheint. Als internationale Meßstelle arbeitet lediglich eine Meßstelle in Darmstadt.

Die obengenannten Meßstellen können, abgesehen von Sendern ganz geringer Leistung, alle Funksender ihres Bezirkes auf Lang- und Mittelwelle überwachen. Dagegen ist es von der ortsfesten Meßstelle aus nicht mehr möglich, alle Kurzwellensender wegen der geringen Reichweite der Bodenwelle und die UKW-Sender ihres Bezirkes vollständig zu erfassen. Daher

muß zusätzlich noch ein beweglicher Funküberwachungsdienst die Arbeiten der ortsfesten Stellen unterstützen.

Die Sendefunkstellen in der Bundesrepublik sind angehalten, selbst für die Einhaltung der technischen Bedingungen zu sorgen. Daher brauchen die beweglichen Kontrollmessungen nur in größeren Zeitabständen durchgeführt zu werden. Aus diesem Grunde ist es für diese Kontrollmessungen ausreichend, nur 3 Fahrzeuge mit Frequenzmeßeinrichtungen größerer Genauigkeit auszurüsten. Aus wirtschaftlichen Gründen kann auch nicht jede Oberpostdirektion ein so hochwertiges Fahrzeug erhalten, obwohl es sich bei den beweglichen Kontrollmessungen meist um die Messung von Funksendern begrenzter Reichweite handeln wird.

Für die vielfältigen Aufgaben der Störungseingrenzung, die einen viel größeren Umfang haben als die reinen Kontrollmessungen, verfügt jede Funküberwachungsstelle über kleine, wendige Meßwagen zum Einsatz innerhalb ihres Meßbezirkes.

Um den Wageneinsatz wirtschaftlich zu gestalten, wird das Zentralbüro stets prüfen, ob es nicht bestimmte Aufgaben von Fall zu Fall zur Aufklärung oder Vorklärung dem Funkstörungs-Meßdienst der zuständigen Oberpostdirektion übergibt. Damit wird etwa die gleiche Organisation erreicht, wie sie in den amerikanischen „Field Offices" vorhanden ist, die auch Funküberwachung mit „Funkentstörung" vereinigt [10].

Nur in Einzelfällen wird es notwendig sein, daß zur Erledigung der Funküberwachungsaufgaben abgesetzte Empfänger eingesetzt werden müssen. Diese Empfangsstellen werden dann als Außenstellen bezeichnet, wenn sie mit Personal des Funküberwachungsdienstes besetzt sind, und als Hilfsstellen, wenn das Personal durch die zuständige Oberpostdirektion gestellt wird.

Um den überbezirklichen Einsatz des gesamten Funküberwachungsdienstes zu gewährleisten, müssen die Meßstellen meßtechnisch, also in der Aufgabenstellung und in der Wahl der anzuwendenden Mittel, unmittelbar dem Zentralbüro und damit dem Fernmeldetechnischen Zentralamt (FTZ) unterstellt sein.

Wenn auch die endgültige Auswertung der Meßergebnisse im Zentralbüro erfolgt, so hat doch die einzelne Meßstelle ihre Meßergebnisse bereits kritisch zu untersuchen und einer Vorauswertung zu unterziehen. Daraus folgt, daß jeder Meßbeamte, sei er in einer ortsfesten Überwachungsstelle beschäftigt oder im beweglichen Meßdienst allein auf sich gestellt, über alle Vorgänge auf dem Funkgebiet unterrichtet sein und sämtliche Sendeverfahren kennen muß, damit er nicht zu falschen Schlüssen und Meßmethoden kommt.

In den 6 westdeutschen Meßstellen arbeiten rund 70 Meßbeamte im 24stündigen Dienst. Diese Zahl ist im Vergleich mit den entsprechenden Zahlen anderer Verwaltungen gering, wenn man bedenkt, daß bei der Zusammendrängung der Sendefunkstellen in der Bundesrepublik und bei der großen Anzahl von Funkdiensten in den Nachbarstaaten die Störmöglichkeiten, besonders auf den sehr kurzen Wellen, viel größer als in vielen anderen Ländern sind.

4. Technik des Funküberwachungsdienstes

Die Sendefunkstellen verwenden immer mehr Verfahren [11], die nur mit großem technischen Aufwand an der Empfangsseite wieder in sichtbare oder hörbare Nachrichten umgewandelt werden können. Daher mußte,

wie erwähnt, der Funküberwachungsdienst vom Abhören zum Messen übergehen. Die Meßergebnisse der verschiedenen Überwachungsstellen müssen selbstverständlich unmittelbar vergleichbar sein. Daraus folgt, daß die Meßgeräte für die gleichen Aufgaben gleich sein müssen. Deshalb kann die Ausrüstung nur zentral erfolgen, um die einheitliche Eichung der Geräte sicher zu stellen. Das gleiche Empfangsgerät muß aber auch bei allen Stellen gleichmäßig bedient werden. Aus diesem Grunde verwendet der Funküberwachungsdienst teilweise eigene Meßverfahren.

Während die Funkbetriebsstellen meist nur auf eng begrenzten Frequenzbereichen oder für besondere Dienste arbeiten und damit nur wenige Sendeverfahren zu bedienen haben, liegen die Schwierigkeiten der Technik des Funküberwachungsdienstes darin, daß er kontinuierlich das gesamte Funkfrequenzspektrum von 10 kHz beginnend überstreichen muß [15]).

Der technische Aufwand einer größeren Funküberwachungsstelle, über den die in Tab. 5 schematisch aufgeführte Regelausstattung einen Überblick gibt, ist daher sehr groß und muß außerdem mit den Fortschritten der Technik Schritt halten.

Tabelle 5

Regelausstattung einer größeren Funküberwachungsstelle

1 ortsfeste Frequenzmeßanlage mit einer Genauigkeit größer als 1×10^{-7} mit Zubehör und Empfängern von 12 kHz bis 1000 MHz
1 fahrbare Frequenzmeßanlage mit einer Genauigkeit größer als 1×10^{-6} mit Stromversorgung, Antennen, Zubehör und Empfängern von 12 kHz bis 1000 MHz
1 Lang- und Mittelwellen-Kreuzrahmenpeilanlage
1 Kurzwellen-Adcock-Peilanlage mit Sichtpeiler
1 Ultrakurzwellenpeilanlage
1 ortsfeste Feldstärkemeßanlage für den Frequenzbereich von 100 kHz bis 1000 MHz
1 Feldstärkemeß- und Peilwagen für einen Arbeitsbereich von 15 kHz bis 330 MHz
1 UKW-Meßplatz
Kurzwellenmeßplätze
Meßplätze für Lang- und Mittelwelle
dazu gehören Meßempfänger, Geradeausempfänger, Einseitenbandzusätze, mehrere Oszillographen, Frequenzbandschreiber, Recorder, Hellschreiber, Funkfernschreiber, Meßantennen, Stromschreiber, Panoramageräte, Bandbreitenmeßgeräte, Eichnormalien.
1 KW-Sender geringer Leistung
1 Rundfunkempfänger normaler Serie
1 Fernsehempfänger normaler Serie
1 Störsuchgerät
tragbare Funksprechgeräte
Fotoeinrichtungen
1 Bildempfangsgerät
elektrische Meßgeräte und Meßbrücken für Gleich-, Wechsel- und hochfrequente Ströme
kleine Werkstattausrüstung.

Wir sahen bereits bei den Feldstärkemessungen, daß mit besonderen Antennenanordnungen gearbeitet werden muß. Auch die anderen Antennen der Funküberwachungsstellen müssen grundsätzlich als Meßantennen ausgebildet sein, da auf einen nahezu gleichbleibenden Wellenwiderstand der Antennen bei großer Breitbandigkeit größter Wert gelegt werden muß, um die Eichkurven einfacher zu gestalten. Während man bisher geneigt war, hauptsächlich bei Sendeantennen einen erhöhten Aufwand zu treiben, zwingt die neuere Technik und das Messen dazu, gleichfalls einen hohen Aufwand

15) Vorläufig soll sich der Funküberwachungsdienst in der Bundesrepublik auf Frequenzen von 10 kHz bis 1000 MHz beschränken, aber zugleich soll er bereits prüfen, welche Verfahren für die Überwachung höherer Frequenzen anzuwenden wären.

für die Empfangsantennen der Funküberwachung zu stellen. Die geforderte hohe Meßgenauigkeit erfordert von der Funküberwachung alle Meßgeräte im eingebrannten Zustand zu benutzen. Die Einbrennzeit kann bei manchen Sondergeräten bis zu mehreren Stunden betragen. Der Funkverkehr bringt es aber mit sich, daß oft Messungen sofort durchgeführt werden müssen, da sonst der Sender infolge der Ausbreitungserscheinungen oder der Eigenart des Dienstes nicht mehr zu empfangen ist. Alle Meßgeräte müssen daher dauernd einsatzfähig und ständig meßbereit sein.

Um die Einsatzfähigkeit des internationalen Funküberwachungsdienstes zu gewährleisten, sind die Funküberwachungsstellen der Deutschen Bundespost untereinander durch ein Fernschreibstandnetz ständig verbunden, ebenso ist für gleichzeitiges Peilen mehrerer Stellen eine Peilkommandoleitung zwischen den Peilstellen unerläßlich.

5. Wirksamkeit des Funküberwachungsdienstes

Der aus der internationalen Verpflichtung zur Funküberwachung hervorgehende Aufwand an Gerät und Personal ist auf die Dauer auch international nur zu vertreten, wenn durch die Tätigkeit dieses Dienstes wirtschaftliche Erfolge sichtbar werden, die hauptsächlich darin bestehen, daß die vielen Funkdienste störungsfrei nebeneinander arbeiten können. Diesem Zwecke dienen vor allem die Kontrollmessungen, wobei der deutsche Funküberwachungsdienst z. B. im ersten Vierteljahr 1954 die Sendefunkstellen zur Einhaltung der technischen Vorschriften der VO Funk viele Male (Tab. 6) ermahnen mußte.

Tabelle 6

Beanstandungen des Funküberwachungsdienstes im 1. Vierteljahr 1954 bei deutschen Sendern

Dienst	Zahl der Frequenztoleranzüberschreitungen	Sonstige Verstöße
Polizei	581	1
Küstenfunk	350	—
Flugfunk	ca. 1000	5
Rheinfunk	60	—
Amateurfunk	34	23
Europa, Übersee, Presse, Wetterfunk	400	3
Richtfunk	670	—
Landfunk	28	—
Rundfunk		
Deutsch LW, MW, KW	222	9
ausld.	184	—
deutsch UKW	1300	—
ausld.	164	—
Fernsehen	126	—

3 deutsche Sender auf Mittelwelle mit 116 absichtlichen Toleranzüberschreitungen zur Vermeidung von Interferenzpfeifen.
4 nichtgenehmigte Amateurfunksender wurden aufgefunden.

Im gleichen Vierteljahr gingen die in Tab. 7 wiedergegebenen Störungsmeldungen ein, von denen ein großer Teil aufgeklärt und teilweise durch unmittelbare Fühlungnahme mit der störenden Sendefunkstelle oder dem zuständigen Zentralbüro beseitigt werden konnte. Bei den aufgeklärten und nicht beseitigten Störungen handelt es sich oft um Störungen durch unge-

nügendes Empfangsgerät, deren Störungsursachen nicht durch den Funküberwachungsdienst zu beseitigen sind.

Tabelle 7
Störungsmeldungen im 1. Vierteljahr 1954

Dienst	eingegangen	aufgeklärt	beseitigt
Polizei	29	24	20
Seefunk	18	15	4
Flugfunk	26	19	2
alliierter	18	12	?
Rundfunk MW	1	1	—
Fernsehen	2	2	2
Richtfunk	4	4	3
Versuchsfunk	6	5	5
Landfunk	15	12	12
Europa,- Übersee-, Presse-, Wetterfunk	257	134	18 und 129 teilweise

Die letzten Zahlen des Europa-, Übersee-, Presse- und Wetterfunks schlüsseln sich wie folgt auf:

Störungen deutscher Sendefunkdienste durch ausländische Funkdienste:
- Störungsfälle beigelegt durch Vorstellungen beim zuständigen Zentralbüro . . . 5
- Störungsfälle beigelegt durch Übereinkommen mit zuständigem Zentralbüro bes. zeitliche Partagierung 2
- Störungsfälle wegen Priorität anderer oder wegen Außerhalbfrequenz nicht weiter verfolgt 2

Störungen ausländischer Funkdienste durch deutsche Sendefunkdienste
- Störungsfälle wegen deutscher Priorität abgewiesen 2
- Störungsfälle durch zeitliche und räumliche Partagierung beigelegt . . 4

Störungen deutscher Empfangsfunkdienste durch ausländische Funkdienste
- Störungsfälle beigelegt durch Vorstellungen beim zuständigen Zentralbüro . 5
- Störungsfälle aufgeklärt und Sendeverwaltung mitgeteilt 129
- Störungsfälle nicht aufgeklärt 123

Die Tabellen 6 und 7 rechtfertigen die Wirksamkeit des Funküberwachungsdienstes. Vergegenwärtigt man sich, daß z. B infolge Störungen der Funkfeuer Peilungen der Flugzeuge bei Schlechtwetter falsche Werte ergeben und es dadurch zu Flugunglücken kommt, die viele Menschen und große Materialwerte vernichten können, oder daß jede nicht ausgenutzte Minute eines Überseetelephoniesenders von Deutschland nach den USA (Sendeart A 3 b) bei Totalstörung einen Gebührenausfall von 67,50 DM erbringt, so ist damit auch die Wirtschaftlichkeit des Funküberwachungsdienstes nachgewiesen.

Bei diesen Wirtschaftlichkeitsbetrachtungen können die mehr ideellen Werte der Bereichsbeobachtungen und die der Mithilfe bei wissenschaftlichen Messungen nicht mitgerechnet werden.

VI. Zusammenfassung

An Hand der internationalen Vereinbarungen werden die Aufgaben des Funküberwachungsdienstes, der in der Bundesrepublik Deutschland „Funkkontroll-Meßdienst" heißt, begründet und die gesetzlichen und organisatorischen Grundlagen dargestellt. Die technischen Anforderungen an diesen Dienst, die vom CCIR geforderten Meßgenauigkeiten und die Schwierigkeiten in der Durchführung der Messungen werden geschildert. Dabei wird besonders die Entwicklung des Funküberwachungsdienstes vom Abhören zum Messen herausgearbeitet. Die Einrichtung der Zentralüberwachungsbüros wird ge-

streift. Die deutsche Organisation wird in Bezug auf Technik und Personal näher begründet und auf den Umfang der deutschen Sendefunkstellen bezogen. Eine Rechtfertigung der Ausgaben für diesen Dienst wird durch die im ersten Vierteljahr 1954 bearbeiteten Störungsfälle vorgelegt.

Summary

By means of international agreements the problems of radio monitoring service, in the Bundesrepublik called „Funkkontroll-Meßdienst" are based on logical reasons. The legal and organisational bases are elaborated. The technical requirements to this service, the accuracy of measurement as requested by CCIR, and the difficulties encountered in the execution of the measurement are discussed. Especially the development of the radio monitoring service from listening in to measuring is shown. The installation of centralizing monitoring offices is mentioned. The German organisation is also particularly proved with respect to technics and personnel and related to the extent of the German wireless transmitting stations. A justification for the expenditures made for this service is presented by the cases of troubles handled in the first quarter of 1954.

Résumé

Au moyen des conventions internationales les problèmes du service du contrôle radiotélégraphique, en Allemagne nommé „Funkkontroll-Messdienst", sont basés sur des raisons logiques. Les bases légales et d'organisation sont élaborées. Les demandes techniques à ce service, la précision des mesures demandée de la CCIR et les difficultés rencontrées dans l'exécution sont discutées. Le développement du service du contrôle radiotélégraphique d'écouter à mesurer est laboré particulièrement. L'installation des offices du contrôle centreaux est mentionnée. L'organisation allemande est basée sur des raisons particulièrement aussi relativement à la technique et au personnel. L'organisation allemande est rapportée à l'étendue des stations d' émission radiotélégraphiques en Allemagne. Une justification des dépenses pour ce service est donnée par les cas des troubles traités dans le premier trimestre de 1954.

VII. Schrifttum

1. Mohr: Bericht über CAER.
2. Menzel: Zur Praxis des Funkwetterdienstes. Fernmelde-Ingenieur 11/1953 u. 1/1954.
3. Kronjäger: Betrieb und Technik des Seefunkdienstes. Fernmelde-Ingenieur 2/1952.
4. Kettel: Ein quarzgesteuerter Frequenzmesser und Steuergenerator hoher Genauigkeit. Telefunken-Zeitung 103 März 1954.
5. Großkopf: Grundlagen der Feldstärke-Meßtechnik. Fernmelde-Ingenieur 7 u. 8/1953.
6. Greßmann, Kaltbeitzer: Vereinfachte Verfahren zur Bestimmung der Versorgungswahrscheinlichkeit und deren Anwendung für UKW-Netzplanung. Sonderheft d. Technischen Hausmitteilungen des NWDR: Unterlagen für UKW-Netzplanung 1952.
7. Frommer: Einführung in die Funk-Telegraphie und das Fernschreiben. Sonderdruck aus Funkpraxis, Franz Westphal Verlag 1951.
8. Meyer: Funkortung, Verfahren und Geräte in Feilhauer: Fernmeldetechnik. Verlag Pfannenberg 1952.
9. U.I.T.: List of International Monitoring Stations. Genf Dezember 1953.
10. Deutsch: Reisebericht.
11. Ellrodt: Neuzeitliche Telegraphieverfahren für Funkverbindungen. Fernmeldepraxis 21, 23/1951 u. 15, 17/1952 Franz Westphal Verlag.

Herausgeber: Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Karl Herz, (16) Darmstadt, Rheinstraße 110. Schriftleitung: Oberpostdirektor Dr.-Ing. Hermann Richard, (1) Berlin-Tempelhof, Alboinstr. 27, und Postrat Prof. Dr.-Ing. habil. Horst Teichmann, (13a), Nürnberg 2, Lützowstr. 3. Verlag: Verlag für Wissenschaft und Leben Georg Heidecker, (13a) Windsheim (Mittelfr.), Külsheimer Straße 11, Postscheckkonto Nürnberg 5 13 60, Fernsprecher Windsheim 148. Druck: Universitäts-Buchdruckerei Junge & Sohn, (13a) Erlangen, Brucker Str. 8/10. Postversandort (13a) Erlangen.
Nachdruck, Vervielfältigungen jeder Art und Übersetzungen des Inhalts oder von Teilen daraus nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlags.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 4, APRIL 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über vergleichende Messungen mit dem Volumenmesser und dem Spitzenwertmesser bei der Kontrolle von Rundfunkübertragungen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, dem Rundfunk-Technischen Institut und dem Zentral-Laboratorium der Siemens & Halske AG

Von **E. A. Pavel**, Darmstadt, **A. Gastell**, Nürnberg und **M. Bidlingmaier**, München

Mit 17 Bildern

DK 621.317.34

Zur Kontrolle der Aussteuerung von Rundfunkübertragungseinrichtungen benutzt man Spitzenwert- oder Volumenmesser. Aus den vergleichenden Versuchen mit beiden Geräten ersieht man, daß der Spitzenwert ein besseres Bild über die Aussteuerung ergibt als das Volumen. Bei hohen Anforderungen an die Genauigkeit der Anzeige des Aussteuerungsgrades von Rundfunkübertragungssystemen ist ein Spitzenwertmesser (Spannungsspitzenmesser) mit einer Integrationszeit von $\leqq$ 10 ms nötig.

Peak value meters or volume meters are used for the supervision of the degree of modulation in wireless broadcasting stations. Comparitative tests with both types of meters show that the peak value gives a better indication of the modulation degree than the volume. A peak voltage meter with an integration time of 10 ms will be required for the stringent requirements in accuracy for the indication of the modulation degree in broadcasting systems.

Pour le contrôle du volume dans les installations de transmission radiophonique l'on utilise des indicateurs de crête et de volumètres. Il résulte des essais comparatifs effectués avec ces deux appareils, que la valeur de crête donne un meilleur aperçu sur le réglage que le volume. En cas de grandes exigences pour l'exactitude de la mesure des systèmes de transmission radiophonique, il est nécessaire d'utiliser un indicateur de crête (indicateur de tensions maxima) avec une durée d'intégration de 10 ms.

A. Einführung

Die natürliche Dynamik akustischer Darbietungen verläuft in so weiten Grenzen, daß sie sich aus technischen und wirtschaftlichen Gründen nicht naturgetreu übertragen läßt. Der Dynamikbereich wird nach den größten Amplituden hin begrenzt durch die noch wirtschaftlich übertragbare Leistung, während die kleinsten Amplituden bestimmt werden durch die unvermeidlichen Geräusche, aus denen sie sich noch deutlich herausheben müssen. Es besteht daher bereits im Rundfunkstudio die Notwendigkeit, die Dynamik so einzuengen, daß die zulässigen Größt- und Kleinstwerte eingehalten werden. Die dazu meist notwendige Regelung ist besonders bei der Übertragung musikalischer Darbietungen eine technische *und* eine künstlerische Aufgabe, da eine Dynamikregelung die Güte der betreffenden Darbietungen sonst nicht merkbar beeinflussen darf. Aus diesem Grunde ist es auch trotz mancher Versuche bis heute nicht gelungen, für diese schwierige Aufgabe statt eines Tonmeisters einen automatischen Dynamikregler einzusetzen.

Der Tonmeister benötigt zur Dynamikregelung ein Gerät, das ihm die Programmamplituden und damit die richtige Aussteuerung objektiv anzeigt. Solche oder ähnliche Instrumente — wir wollen sie allgemein „Aussteuerungsmesser" nennen — sind weiterhin längs der Rundfunkübertragungsleitungen und bei den Rundfunksendern zur Kontrolle der Übertragungsgüte erforderlich. Es liegt daher nahe, Aussteuerungsmesser so zu bauen, daß sie für alle Stellen in der gleichen Ausführung verwendet werden können.

Da es sich bei den Programmamplituden um zeitlich rasch veränderliche und in weiten Grenzen schwankende Größen handelt, ist die Integrationszeit des Meßgerätes von entscheidendem Einfluß auf die Anzeige. Je länger die Integrationszeit ist, um so weniger wird die Anzeige mit den tatsächlichen Momentanwerten der Amplitude übereinstimmen, je kürzer sie ist, um so größer wird im allgemeinen der technische Aufwand für das Meßgerät. Bei der Entwicklung von Aussteuerungsmeßgeräten haben sich zwei Gerätearten ergeben, die sich hauptsächlich in der Integrationszeit und im technischen Aufwand unterscheiden [1, 2]. Die eine Ausführung benützt als Anzeigekriterium den Spitzenwert (Integrationszeit $\approx$ 10 ms), die andere das Volumen (Integrationszeit $\approx$ 200 ms).

Welche Größe, Spitzenwert oder Volumen, besser geeignet sei, eine Frage, die in ähnlicher Form auch vom CCIF gestellt wurde, hängt u. E. davon ab, ob auch mit dem wesentlich trägeren Volumenmesser bei allen Programmarten eine richtige Aussteuerung des Übertragungssystems (und damit ein genügender Geräuschabstand) erreicht und Übersteuerungen vermieden werden können.

Ausschlaggebend ist hierbei die Genauigkeit, mit der die Aussteuerung (insbesondere an der oberen Dynamikgrenze) angezeigt werden soll. Selbstverständlich wird man die Anforderungen an die richtige Anzeige sehr *kurzzeitiger* Spitzen einschränken müssen und dabei so weit gehen, daß man die gerade noch *störenden* Spannungsspitzen richtig erfaßt. Aus früher bei Sprachübertragungen durchgeführten statistischen Untersuchungen über den Einfluß der Integrationszeit auf die Anzeige eines Spannungsspitzenmessers ergab sich, daß Impulse $<$ 10 ms nicht mehr bemerkenswert stören. Daraus und aus den in [1] angegebenen Gründen ergibt sich, daß das Meßgerät zweckmäßig eine Integrationszeit von etwa 10 ms erhält. In den Veröffentlichungen über das „VU-Meter", einen Volumenmesser [2, 3], wird demgegenüber darauf hingewiesen, daß ein Spitzenwertmesser eine Integrationszeit von $\leqq$ 1 ms haben müßte, wenn er tatsächlich die interessierenden Spannungsspitzen eines Programms anzeigen soll. Da die gebräuchlichen Spitzenwertmesser eine wesentlich größere Integrationszeit hätten, wären sie nach Ansicht dieser Autoren nicht schnell genug, um die augenblicklichen Spannungsspitzen anzeigen zu können; sie neigten vielmehr dazu, einen Durchschnitts- oder Integralwert der Spitzenwerte anzuzeigen und hätten deshalb Ähnlichkeit mit Effektivwertmessern.

Diese Angaben decken sich nicht mit den eigenen Beobachtungen. Daher wurden mit Hilfe entsprechender Schreibeinrichtungen Vergleichsversuche zwischen Spitzenwertmessern und VU-Meter durchgeführt. Um

die wegen der unterschiedlichen dynamischen Eigenschaften zu erwartenden und im praktischen Betrieb beobachteten Unterschiede zwischen den Anzeigen eines Spitzenspannungsmessers und eines Volumenmessers richtig beurteilen und auswerten zu können, hat man die Anzeige eines Spitzenspannungsmessers gebräuchlicher Bauart und die eines amerikanischen VU-Meters mit Schreibern aufgezeichnet, deren dynamische Eigenschaften den Anzeigegeräten nachgebildet waren. Zur Vervollständigung hat man weiter noch einen Aussteuerungsmesser mit Schnellschreiber (Integrationszeit etwa 1 ms) benutzt, um zu prüfen, inwieweit die vom Aussteuerungsmesser mit 10 ms Integrationszeit angezeigten Spitzenwerte etwa bereits verfälscht sind.

B. Aufbau und elektrische Eigenschaften der untersuchten Geräte

1. Spitzenwertmesser (Impulsmesser)

In Westdeutschland wird bei der Deutschen Bundespost und bei den Rundfunkanstalten der „Aussteuerungsmesser 48" [4] verwendet. (Bei den Rundfunkanstalten

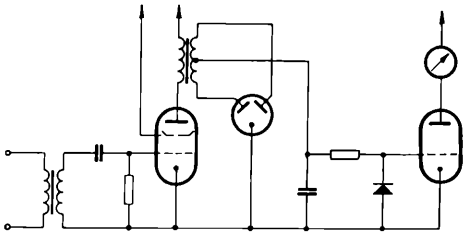


Bild 1. Grundsätzliche Schaltung des Aussteuerungsmessers 48

heißt das Gerät „U 21".) Die prinzipielle Schaltung zeigt Bild 1. Seine hier wesentlichen Eigenschaften sind:

Integrationszeit für 90 % vom Dauerausschlag	10 ms
Rücklaufzeit des Zeigers von 100 % auf 10 %	1 oder 2 s (umschaltbar)
Überschwingen des Zeigers	$\leqq$ 10 %
Additionsgesetz	$\approx$ linear
Frequenzbereich	30 bis 15 000 Hz
Eingangswiderstand	$\geqq$ 30 kOhm
Eingangsspannung für einen Zeigerausschlag auf 100 %	1,55 oder 3,1 V_{eff}
Meßbereich	0,3 ... 180 % (entspr. 55 dB)

Die Aussteuerung wird *ausschließlich* am Meßinstrument abgelesen, das eine Weitbereichsskala hat und als Lichtzeigerinstrument mit etwa 170 mm Skalenlänge (Bilder 2 und 3) oder als Doseninstrument mit einem Durchmesser von 100 mm (Bild 4) ausgebildet ist. Die Meßeinrichtung selbst enthält ein Doseninstrument, das jedoch in der Regel nur zum Eichen benutzt wird. Für die Aussteuerungskontrolle selbst wird meist ein Lichtzeigerinstrument benutzt. Das Gerät wird mit Hilfe einer eingebauten Schaltung oder mit einer außen angelegten Sinusspannung geeicht. Eichpunkte sind die 1 %- und 100 %-Marke.

Die Skala des Aussteuerungsmessers 48 ist annähernd logarithmisch; man kann deshalb die obere und die untere Amplitudengrenze mit fast gleicher Genauigkeit ablesen. Dies ist u. E. Voraussetzung, wenn das Gerät

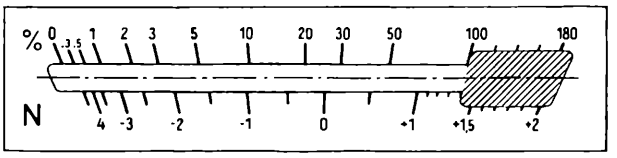


Bild 2. Skala des bei der Deutschen Bundespost benutzten Lichtzeiger-Instrumentes ($M \approx 1 : 2{,}5$)

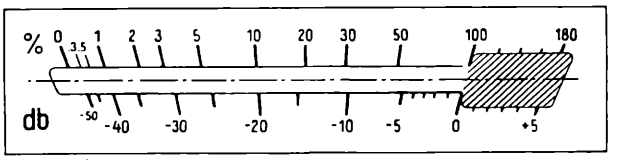


Bild 3. Skala des bei den Rundfunkanstalten der Deutschen Bundesrepublik benutzten Lichtzeiger-Instrumentes ($M \approx 1 : 2{,}5$)

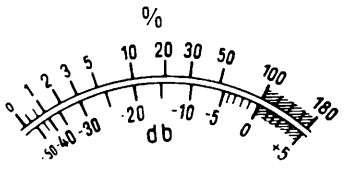


Bild 4. Skala des Dosen-Instrumentes ($M \approx 1 : 1{,}25$)

im Studio zur Dynamik- oder Aussteuerungskontrolle durch den Tonmeister benutzt werden soll. Das Ablesen wird durch die schnelle Ansprechzeit, verbunden mit einer verhältnismäßig langen Abklingzeit, erleichtert. Wegen der längeren Abklingzeit braucht das Instrument selbst nicht extrem schnell einzuschwingen.

Es sei an dieser Stelle vorweggenommen, daß der Aussteuerungsmesser 48 — wie die Versuche ergeben haben — im Prinzip unmittelbar die tatsächlichen Spannungsspitzen eines Programms anzeigt, also jene Größe, die für die Aussteuerung eines Rundfunkübertragungssystems ausschlaggebend ist. Die Anzeige steht somit auch in eindeutigem Zusammenhang mit den stationären sinusförmigen Spannungen, die bei der Planung zugrunde gelegt und für die Einpegelung (Einmessung) von Übertragungssystemen normalerweise benutzt werden.

Der Spitzenwertmesser erfordert zwar einen Röhrenverstärker und damit einen höheren technischen Aufwand als das unten beschriebene VU-Meter; es ergibt sich dadurch aber die Möglichkeit, mehrere Meßinstrumente und einen Schreiber anzuschließen und das Gerät so empfindlich zu machen, daß mit ihm auch Fremdspannungen gemessen werden können.

2. Volumenmesser

Den grundsätzlichen Aufbau des *VU-Meters* (Volume Indicator) zeigt Bild 5. Es besteht aus einem röhrenlosen

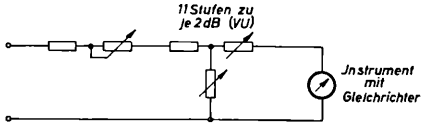


Bild 5. Grundsätzliche Schaltung des VU-Meters
(Die beiden Potentiometer rechts im T-Glied sind starr gekuppelt!)

Meßkreis mit einem Gleichrichterinstrument sowie einer vorgeschalteten und in Stufen von zwei VU (Volume Units) entsprechend 2 dB veränderbaren Eichleitung, an der auch die Aussteuerung abgelesen wird.

(Das Instrument selbst soll *nur* in der Nähe der Bezugsmarke 0 VU abgelesen werden.) Die Eichleitung wird so eingestellt, daß der Zeiger der Skala in der Beobachtungszeit (deren Dauer von der Programmart abhängt) bei den größten Ausschlägen gerade den Bezugspunkt, d. i. die 100 %-Marke (= 0 VU) erreicht; das Gerät wird also *subjektiv* geeicht.

Die wichtigsten Geräteeigenschaften sind folgende: Wenn man eine sinusförmige Spannung mit einer Frequenz zwischen 35 und 10 000 Hz und einer Amplitude, die im stationären Fall gerade eine Anzeige von 0 VU = 100 % ergibt, plötzlich an den Eingang des Gerätes legt, so soll der Zeiger 99 % dieses Ausschlages in 300 ms ± 10 % erreichen und mindestens 1 %, aber nicht mehr als 1,5 % über die 100 %-Marke hinausschwingen. Die Rücklaufzeit des Zeigers soll nicht sehr verschieden sein von der Einschwingzeit. Der Eingangswiderstand beträgt 7500 Ohm oder 600 Ohm. Das Gerät hat eine Vollweggleichrichtung mit einem Exponenten von 1,2 ± 0,2.

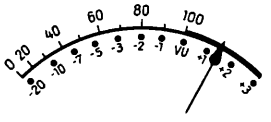


Bild 6. Skala des VU-Meters ($M \approx 1 : 2{,}5$)

Die Skala ist etwa linear (Bild 6). Der gesamte Meßbereich reicht (wenn der Zeiger auf der 0 VU-Marke steht) von + 4 bis + 26 VU und wird durch die obenerwähnte Eichleitung eingestellt. (Die Eingangsempfindlichkeit des VU-Meters reicht in der empfindlichsten Stellung + 4 VU gerade eben aus zur Anzeige der in Deutschland auf den Rundfunkleitungen verwendeten „größten Nutzspannung" von 3,1 V_{eff}. Das VU-Meter ist also für die von den Studios in Deutschland z. Z. abgegebene „Größte Nutzspannung" von 1,55 V_{eff} zu unempfindlich und müßte eine Vorröhre erhalten, wodurch es den Vorteil, einen geringeren Aufwand als der Spitzenwertmesser zu haben, z. T. wieder verliert und auch von Stromversorgungsspannungen abhängig wird.)

Das VU-Meter ist ein Volumenmesser. Der wesentliche Unterschied gegenüber dem Aussteuerungsmesser liegt in der längeren Integrationszeit. Sie ist um mehr als das *Zwanzigfache* größer als die des Aussteuerungsmessers 48 und erreicht einen Wert, der nach den Versuchsergebnissen nicht gestattet, kurze, aber doch *noch störende* Amplitudenspitzen in den übertragenen Programmen unmittelbar richtig anzuzeigen. Man mißt vielmehr einen Amplitudenmittelwert, der hauptsächlich von den dynamischen Eigenschaften des Meßinstrumentes abhängt und in keinem mathematischen Zusammenhang mit den das System aussteuernden Spannungen steht [3, 5]. Auf Grund der Amplitudenstatistik der verschiedenen zu übertragenden Programme hat man jedoch empirisch festgelegt, wie die Eichleitung eingestellt sein muß, wenn das Übertragungssystem gerade richtig ausgesteuert sein soll. Die eingestellten und abgelesenen Werte (db oder VU) entsprechen natürlich nicht den Maximalamplituden, sondern liegen erheblich niedriger und sind wegen der bei den verschiedenen Programmen erheblich voneinander abweichenden „mittleren Impulsdauern" verhältnismäßig stark von der Programmart abhängig.

Zur Kennzeichnung, daß es sich bei der Anzeige durch den Volumenmesser um eine dynamische Messung unter bestimmten Voraussetzungen handelt, die durch das VU-Meter gegeben sind, wurde eine neue Maßeinheit eingeführt, „Volume Unit" (VU), die numerisch 1 dB entspricht [2]. Bezugspunkt ist der von dem VU-Meter mit 0 VU gemessene Pegel eines normalen *Programms*, nicht etwa der einer sinusförmigen Meßspannung.

Nach einer neueren Veröffentlichung [3] hat sich in der Praxis ergeben, daß das VU-Meter bei den Maximalamplituden von normalen Programmdarbietungen nur etwa einen Ausschlag erreicht, der *8 bis 14 dB* unter dem Ausschlag liegt, den das Instrument bei einem stationären *Meßton* gleicher Maximalamplitude aufweist. Die Streuung der Anzeige beträgt nach dieser Veröffentlichung also 6 dB. Um dem Streubereich von 8 bis 14 dB Rechnung zu tragen, verfährt man nach Angabe des Autors in der Praxis so, daß der Ausschlag am VU-Meter bei einer Messung mit einem *Meßton* um wenigstens 10 dB höher als die Programmspitzen liegen muß (z. B. müßte bei einem Rundfunkübertragungssystem, das ein Programm mit + 8 VU übertragen soll, die Messung mit einem Meßton von + 18 dB vorgenommen werden).

3. Vergleich der Einschwing- und Integrationskurven

Die Anzeige von Aussteuerungsmeßgeräten hängt wesentlich von den Einschwingkurven der Instrumente und den Integrationskurven der Geräte ab. Auf beide Punkte wird deshalb nachstehend näher eingegangen.

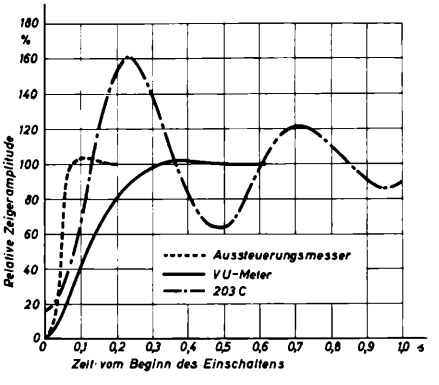


Bild 7. Einschwingkurven von Aussteuerungsinstrumenten

In [2] sind die *Einschwingkurven* verschiedener von den Autoren untersuchter Instrumente dargestellt. Zwei der dort angegebenen Einschwingkurven sind in Bild 7 übernommen und durch die Einschwingkurve des beim Aussteuerungsmesser 48 benutzten Instrumentes ergänzt worden. Man erkennt, daß der Aussteuerungsmesser 48 die geringste Verzögerungszeit hat, und zwar nur rund 70 ms gegenüber 300 ms beim VU-Meter. Diese Kurven geben den zeitlichen Verlauf des Zeigerausschlages wieder, wenn eine Spannung plötzlich an das Gerät angelegt wird, lassen aber keinen allgemeinen Schluß auf die Integrationszeit des betreffenden *Gerätes* zu. Die geringe Verzögerungszeit beim Aussteuerungsmesser 48 ist bei der Programmkontrolle angenehm, weil bei einer parallel laufenden akustischen Überwachung der visuelle Eindruck dem akustischen noch nicht in störender Weise nachhinkt.

Beim Aussteuerungsmesser ergibt sich wegen der wesentlich längeren Ausschwingzeit trotz der schnelleren Einschwingzeit eine bessere Ablesemöglichkeit der Maximalamplituden als beim VU-Meter und damit eine geringere Ermüdung des Auges bei längerer Überwachung.

Die Einschwingkurven der Instrumente bestimmen die Verzögerung und den Verlauf der Anzeige, sie geben aber keine Übersicht über die Anzeige von Spannungsimpulsen verschiedener Dauer. Diese läßt sich aus der *Integrationskurve* gewinnen, die den Zeigerausschlag in Abhängigkeit von der Impulsdauer wiedergibt. Hierbei ist unter Impulsdauer die Zeit verstanden, während der eine plötzlich angelegte sinusförmige Spannung auf das Gerät einwirkt. (Die Periodendauer $T = 2\pi/\omega$ der Schwingung ist hierbei immer als klein gegen die Impulsdauer t_i vorausgesetzt, also $t_i \gg T$.)

In Bild 8 sind die Integrationskurven für das VU-Meter und den Aussteuerungsmesser 48 eingetragen. Man erkennt, daß mit dem Aussteuerungsmesser 48 Impulse von einer Dauer $t_i \geqq 10$ ms mit einer Unsicherheit von etwa 1 dB richtig gemessen werden, während das VU-Meter für 10 ms-Impulse etwa 20 dB zu wenig anzeigt.

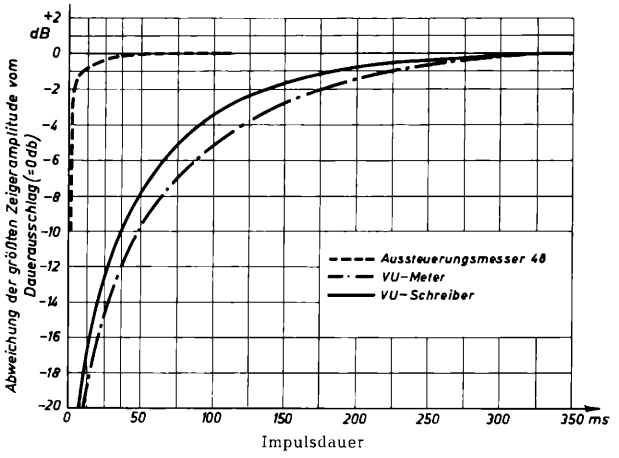


Bild 8. Integrationskurven des Aussteuerungsmessers, VU-Meters und VU-Schreibers

Beschränkt man die Betrachtung zunächst einmal auf Impulsdauern $t_i \geqq 10$ ms, so ergibt sich beim VU-Meter eine *mittlere* Anzeige, die für Impulse von 50 ms Dauer um 10 dB tiefer liegt als die durch einen Dauerton sich ergebende Anzeige; die Streubreite, bezogen auf diesen 50 ms-Impuls, ist dann ± 10 dB.

Aus dieser Feststellung und der Mitteilung [3], daß das VU-Meter bei normalen Programmen bei der Maximalamplitude ebenfalls um etwa 10 dB (8 bis 14 dB) weniger anzeigt, als dem Ausschlag für einen Meßton mit gleicher Maximalamplitude entspricht, kann man schließen, daß die *mittlere* Impulsdauer normaler Programme etwa 50 ms beträgt und daß — unter Annahme gleicher Streuung um diesen Mittelwert — die untere Grenze der praktisch interessierenden Impulsdauern bei etwa 10 ms liegt.

Aus dem Wert von — 14 dB, dem unteren Grenzwert in [3], muß man allerdings folgern, daß z. T. doch noch kürzere Impulse von Bedeutung sind. Legt man nämlich einen Mittelwert zugrunde, der 14 dB (statt der o. a. 10 dB) unter der Maximalamplitude liegt, so ergeben sich bei einer Streubreite von ± 14 dB aus der in Bild 8 für das VU-Meter angegebenen Integrationskurve bei normalen Programmen kürzeste Impulsdauern von etwa 5 ms (extrapoliert aus der in diesem Bereich beinahe ballistischen Anzeige des VU-Meters).

Aus der Integrationskurve des VU-Meters ist nach obigen Ausführungen ohne weiteres zu ersehen, daß seine Anzeige stark von der Programmart abhängen muß.

C. Versuchsaufbau und Durchführung der Versuche

Zum betriebsmäßigen Vergleich wurden die beiden Aussteuerungsmeßgeräte durch Schreibeinrichtungen mit gleichen dynamischen Eigenschaften ergänzt.

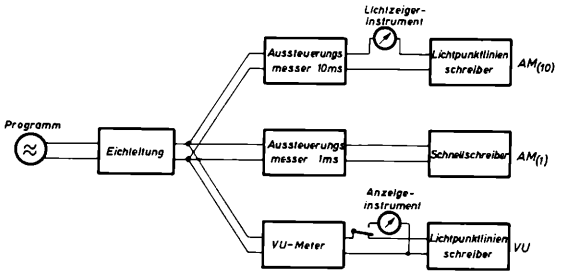


Bild 9. Versuchsaufbau für den betriebsmäßigen Vergleich von Aussteuerungsmesser und VU-Meter

Der *Versuchsaufbau* (Bild 9) besteht aus einer Programmquelle (Rundfunkleitung oder Magnettongerät), einer Eichleitung zur Pegelregelung, einem Aussteuerungsmesser 48 mit Lichtzeigerinstrument und Lichtpunktlinienschreiber — seine Integrationszeit beträgt 10 ms; die betreffenden Diagramme sind mit „$AM_{(10)}$“ gekennzeichnet —, einem Aussteuerungsmesser mit Schnellschreiber (Wachsschreiber) — seine Integrationszeit ist 1 ms; die betreffenden Diagramme sind mit „$AM_{(1)}$“ gekennzeichnet — und einem Original-VU-Meter.

Zur Anzeige konnte wahlweise das im VU-Meter eingebaute Instrument benutzt werden oder ein improvisierter Lichtpunktlinienschreiber, dessen statische und dynamische Charakteristik mit der des VU-Meter-Instruments annähernd übereinstimmte. Der Grad der Annäherung in bezug auf sein dynamisches Verhalten ist aus Bild 8 zu ersehen. Der Schreiber ist demnach etwas schneller als das Originalinstrument. Der mittlere Abfall für 50 ms-Impulse beträgt nicht 10 dB, sondern nur 8 dB. (Da der Schreiber etwas schneller als das Original-VU-Meter ist, liegen die mit ihm gewonnenen Meßwerte etwas *günstiger* als beim Originalgerät.) Die betreffenden Diagramme sind mit „VU“ gekennzeichnet.

Mit dem Schnellschreiber sollte festgestellt werden, ob Impulse mit einer Dauer $t_i < 10$ ms noch einen nennenswerten Beitrag zur Spitzenwertmessung eines (normalen) Programms liefern.

Mit den drei Schreibern wurde dasselbe Programm *gleichzeitig* aufgezeichnet. Die Aussteuerungsmeßgeräte wurden vor der Messung relativ zueinander mit einem Sinuston von 1000 Hz und 3,1 V_{eff} (entsprechend einem absoluten Pegel von + 12 dB, bezogen auf 1 mW/600 Ohm) so eingepegelt, daß alle drei Instrumente auf 100 % zeigten. Die Empfindlichkeit (Einstellung an der Eichleitung) des VU-Meters betrug dabei + 12 VU. Für die Programmkontrolle und Registrierung blieb die Einstellung der Empfindlichkeit der zwei Aussteuerungsmesser unverändert, die des VU-Meters wurde

entsprechend der Integrationskurve des VU-Schreibers um 8 dB erhöht, d. h. die Eichleitung des VU-Meters wurde von + 12 VU auf + 4 VU gestellt. Damit muß ein Impuls von 50 ms Dauer und nach [3] auch ein normales Programm am VU-Meter wiederum einen Ausschlag von 100 % ergeben.

Die *Papierablaufgeschwindigkeit* betrug für jeden Schreiber im allgemeinen 0,2 mm/s; teilweise wurde sie zur besseren Auflösung besonders interessanter Stellen auch auf 1 oder 5 mm/s erhöht.

Beim *Vergleich der Diagramme* ist zu beachten, daß die Skala bei den beiden Spitzenwertmessern annähernd logarithmisch und beim VU-Meter etwa linear verläuft. Die gültige Skala ist jeweils angegeben.

Die mitgeschriebenen *Bezugslinien* entsprechen einer Aussteuerung von 100 %.

Um den Vergleich etwas zu erleichtern, regelten wir die vorgeschaltete *gemeinsame* Eichleitung z. T. so, daß die Maximalamplituden gerade bis zur 100 %-Bezugsmarke des Aussteuerungsmessers 48 [$AM_{(10)}$] reichten.

Für die Versuche wurden verschiedene Programme eines deutschen Rundfunksenders und eines amerikanischen Senders in Deutschland benutzt.

D. Versuchsergebnisse

Aus der sehr großen Anzahl der durchgeführten Versuche ist nachstehend nur eine kleine Auswahl wiedergegeben, aus der die wesentlichsten Ergebnisse zu erkennen sind.

Versuche mit Programmen, deren Impulsdauer relativ lang ist, haben erwartungsgemäß ergeben, daß das VU-Meter zuviel anzeigt, während die Anzeigen der Aussteuerungsmesser mit 10 bzw. 1 ms Integrationszeit praktisch übereinstimmen. So zeigt das VU-Meter bei den beiden Märschen „Alte Kameraden" von *Taicke* und „Cavillon" von *Hanson* im Durchschnitt um 2 bis 4 dB zuviel an. Ein typisches Beispiel für Programme dieser Art zeigt Bild 10, das einen Ausschnitt aus der „Rienzi-Ouvertüre" von *Richard Wagner* wiedergibt. Das VU-Meter zeigt etwa 3 bis 6 dB zuviel an (getragene Musik mit relativ langen Impulsen). Die Anzeigen von $AM_{(10)}$ und $AM_{(1)}$ stimmen praktisch überein. Ein ähnliches Ergebnis ergibt Xylophonspiel: Das VU-Meter zeigt im Mittel 3 dB mehr an als die Spitzenwertmesser.

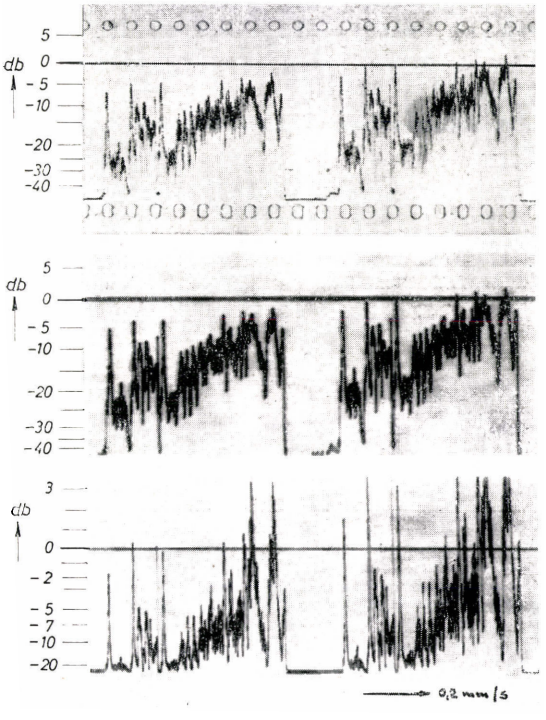


Bild 10. „Rienzi-Ouvertüre" von Richard Wagner

Bei diesen Beispielen trifft die für die Einstellung des VU-Meters bei der Programmüberwachung gegenüber einer Messung mit Sinuston (Meßton) angenommene

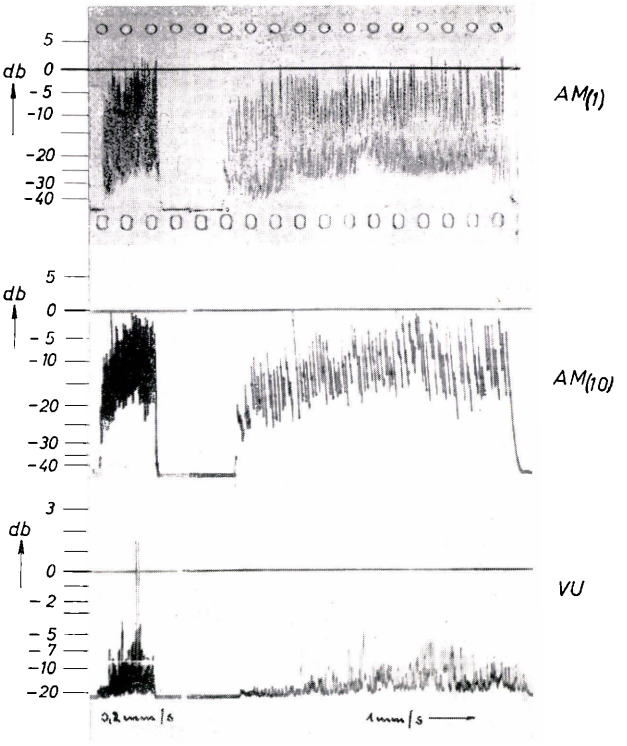


Bild 11. Schritte im Kies

mittlere Impulsdauer von 50 ms nicht zu; die Programmimpulse sind hier länger. Eine Empfindlichkeitsvorgabe um 10 dB entspricht hier also nicht den tatsächlichen Verhältnissen; sie ist zu groß.

In Bild 11 ist das Geräusch von Schritten im *Kies* aufgenommen worden. Das VU-Meter zeigt an einer Stelle um 2 dB zuviel, an anderen Stellen um bis zu 7 dB zuwenig an. Der $AM_{(1)}$ zeigt Abweichungen gegenüber $AM_{(10)}$ von etwa 1 bis 3 dB, d. h. dieses Programm enthält auch noch Impulse, die kürzer als 10 ms sind. Bei der Beurteilung dieses Versuchsergebnisses ist allerdings zu berücksichtigen, daß das vorliegende Amplitudenspektrum schon stark von einem „mittleren Programm" abweicht.

Bild 12 zeigt das Geräusch eines *Pferdegalopps,* der künstlich durch zwei Kokosschalen erzeugt wurde. Das VU-Meter zeigt etwa 7 dB zuwenig an, während der Unterschied zwischen $AM_{(1)}$ und $AM_{(10)}$ nur etwa 1 dB beträgt. Daraus ergibt sich eine ungefähre Impulsdauer $10\ \text{ms} \leqq t_i < 50\ \text{ms}$.

In Bild 13 ist der Klang von *Schlittenglocken* aufgezeichnet worden. Hierbei zeigen VU-Meter, $AM_{(10)}$ und $AM_{(1)}$ annähernd gleich an, die Impulsdauer entspricht hier also etwa dem angenommenen Wert von 50 ms.

Bild 14 und 15 zeigen Aufnahmen von Ausschnitten der Klangfolgen verschiedener *Musikstücke;* die linke

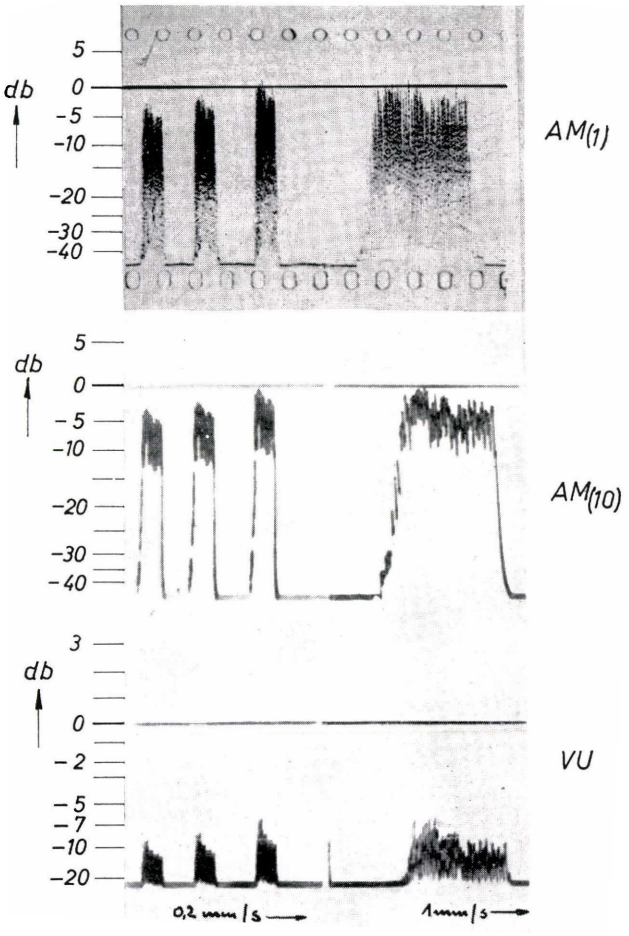


Bild 12. Pferdegalopp (künstlich erzeugt durch Kokosschalen)

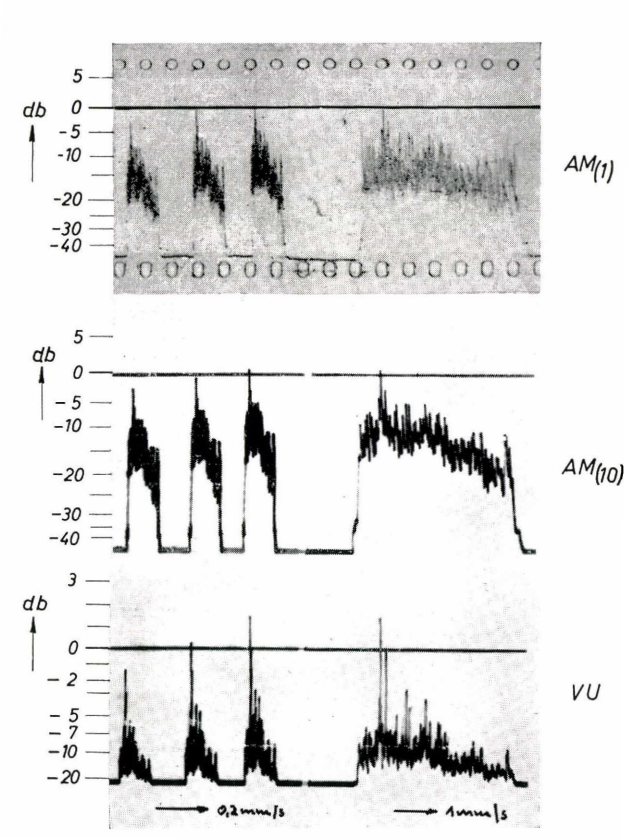


Bild 13. Schlittenglocken

Hälfte von Bild 15 gibt außerdem eine *Sprachübertragung* wieder. — Das VU-Meter zeigt bei der Musik stets zuviel an; die Größe der Fehler schwankt und beträgt bis zu + 5 dB. $AM_{(10)}$ und $AM_{(1)}$ zeigen hierbei annähernd gleiche Werte. Bei der in Bild 15 aufgezeichneten Sprachübertragung stimmt die Anzeige des VU-Meters mit derjenigen der Aussteuerungsmesser etwa überein, während bei der *anschließenden* Musik (rechte Hälfte des Diagramms) das VU-Meter wieder um etwa 3 dB zuviel anzeigt.

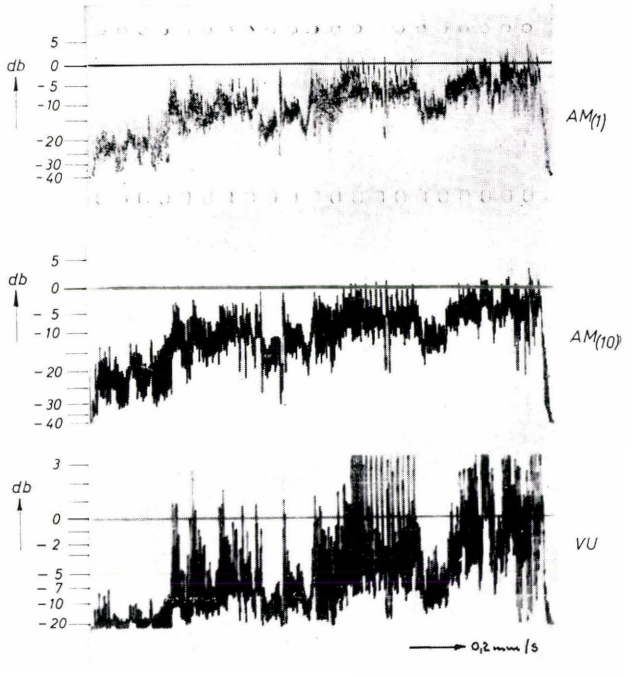


Bild 14. „Symphonie Liturgique" von Honegger

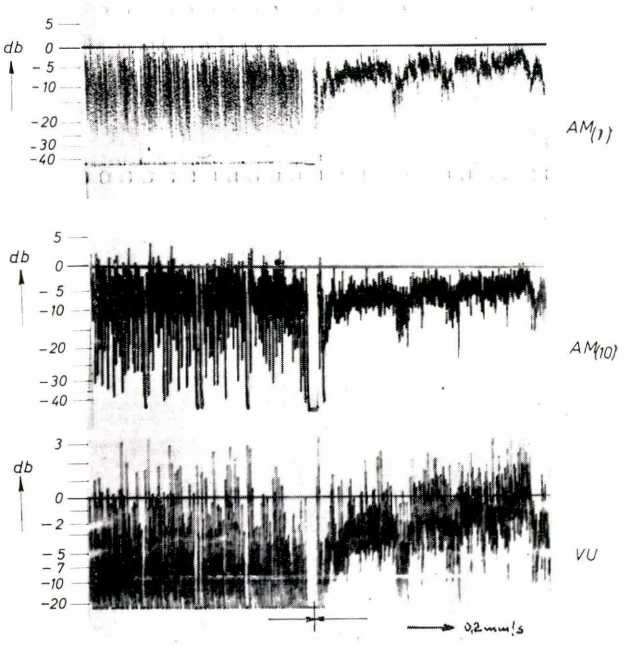


Bild 15. Sprache (linke Diagrammhälfte) und Musik

Bild 16 und 17 bringen Ausschnitte aus Sprachübertragungen in ungarischer und tschechischer Sprache, die z. T. relativ kurze Spitzen enthalten. Man ersieht

daraus, daß das VU-Meter innerhalb eines Programmes zuviel *und* zuwenig anzeigen kann. In Bild 16 wechselte der Sprecher; für den Sprecher 1 (linke Hälfte des Diagramms) zeigen Aussteuerungsmesser und VU-Meter *annähernd gleiche Werte* an, während für den Sprecher 2 (rechte Hälfte des Diagramms) das VU-Meter 4 bis 6 dB *zuwenig* anzeigt. Bild 17 zeigt dagegen den Fall, in dem *auch bei Sprache erhebliche positive* Fehler von bis zu + 5 dB beim VU-Meter festzustellen sind.

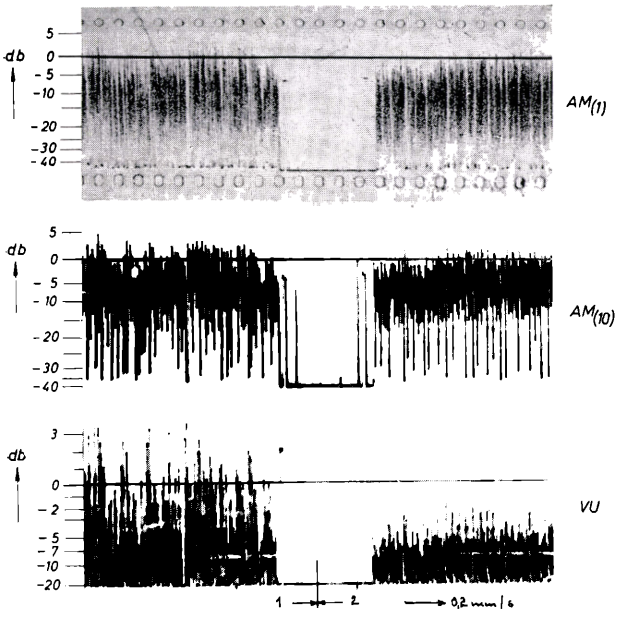


Bild 16. Ungarische Sprache

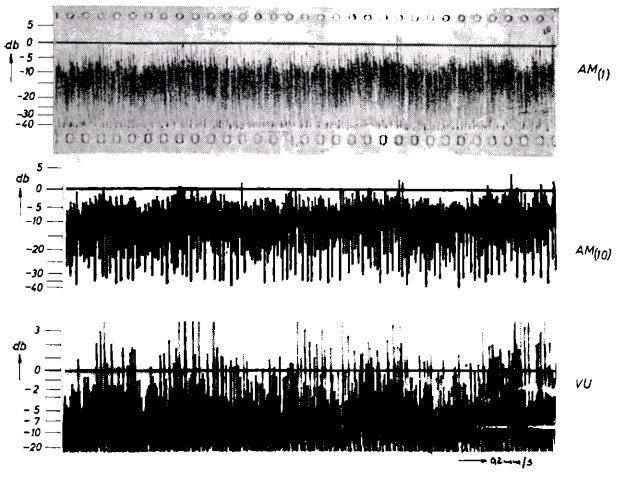


Bild 17. Tschechische Sprache

Der Streubereich in der Anzeige des VU-Meters beträgt in den hier gezeigten Beispielen mindestens ± 5 dB, während die Aussteuerungsmesser $AM_{(10)}$ und $AM_{(1)}$ praktisch gleiche Werte anzeigen.

Aus den durchgeführten Messungen ist folgendes zu erkennen:

a) Bei einer Empfindlichkeitsvorgabe von 10 dB bei dem VU-Meter oder von 8 dB bei dem für die Versuche verwendeten VU-Schreiber (der etwas schneller als das Originalinstrument einschwingt) sind bei Programmen „mit mittleren Impulsdauern" die positiven Abweichungen etwa gleich den negativen; sie entspricht demnach etwa den praktischen Erfordernissen.

b) Die Streuung der Anzeige des *VU-Schreibers* gegenüber den Spitzen, die mit dem Aussteuerungsmesser [$AM_{(10)}$] gemessen werden, beträgt etwa ± 6 bis 7 dB; bei dem etwas langsameren *Original*-VU-Meter würde dieser Streubereich noch um etwa ± 1 . . . 2 dB größer sein.
Die sich aus der Integrationskurve des VU-Meters ergebende maximale Streuung von ± 10 dB (für Impulse $\geqq$ 10 ms) wird also bei der Übertragung üblicher Programme beinahe voll ausgeschöpft. In gewissen Fällen wird diese Streuung noch erheblich größer.

c) In *seltenen* Fällen entspricht selbst die Anzeige des Aussteuerungsmessers mit 10 ms Integrationszeit noch nicht den tatsächlichen Spannungsspitzen.

d) Auch bei *Sprach*übertragungen kann der Meßfehler des VU-Meters positives *und* negatives Vorzeichen aufweisen. Man kann daher nicht allgemein festlegen, daß man durch eine *bestimmte* Empfindlichkeitskorrektur die Unterschiede in der Anzeige des VU-Meters gegenüber der eines Spitzenwertmessers bei der Übertragung gemischter Programme (z. B. Sprache und Musik, verschiedene Sprecher in einer Sendung) ausgleichen kann.

E. Schlußfolgerungen

Aus den beschriebenen Untersuchungen ergibt sich, daß bei einer Rundfunkübertragung der Spitzenwert ein genaueres Bild über die Aussteuerung des Übertragungssystems gibt als das Volumen, definiert durch die Anzeige des Volumenmessers (VU-Meter). Wenn keine hohen Anforderungen an die Genauigkeit der Aussteuerungskontrolle und damit an die Güte der Rundfunkübertragungen gestellt werden, oder wenn eine relativ große Aussteuerungsreserve vorhanden ist, ist jedoch auch der Volumenmesser zur Kontrolle der Aussteuerung geeignet, vorausgesetzt, daß seine Eingangsempfindlichkeit ausreicht und der Klirrfaktor, der durch seine Anschaltung entsteht, in Kauf genommen werden kann. (In der empfindlichsten Stellung [+ 4 VU] beträgt der durch die Anschaltung des VU-Meters in einem 600-Ohm-Kreis entstehende Klirrfaktor etwa 0,3 % [5], ein Wert, der bereits in der Größenordnung der Klirrverzerrungen von Rundfunkleitungsverstärkern liegt.)

Stellt man größere Ansprüche an die Genauigkeit der Aussteuerungskontrolle und will man insbesondere Störungen an den Rundfunksendern und die Verschlechterung der Übertragungsgüte, die durch die Übersteuerung eines Übertragungssystems auftritt, vermeiden, ist es notwendig, einen Spitzenwertmesser mit einer Integrationszeit von $\leqq$ 10 ms zu verwenden. Zu diesem Ergebnis kam auch der technische Ausschuß der UER (Union Européenne de Radiodiffusion) auf der IV. Tagung (Lugano 1952).

Die UER gibt an, daß ein Spannungsspitzenmesser gleicher Ausführung wie im Studio zumindest am Anfang der Rundfunkübertragungsleitung nötig ist; sie führt dann allerdings weiter aus, daß es keinen Grund zu geben scheint, entlang einer Rundfunkleitungsverbindung nicht auch Volumenmesser zu verwenden, wenn die Verbindung einmal hergestellt und eingemessen ist.

Diese Auffassung ist u. E. nicht in allen Fällen zutreffend, weil die Anzeige des VU-Meters zu sehr von der Programmart und seiner Einstellung abhängt. Es ist notwendig, seine Eingangsempfindlichkeit je nach der Programmart auf Grund subjektiver Beurteilung (die auf statistischen Angaben fußt) einzustellen, wodurch sich Fehler in der Beurteilung des Aussteuerungsgrades des betreffenden Rundfunkübertragungssystems ergeben.

Da die Anzeige des VU-Meters in keinem unmittelbaren Zusammenhang zu den als Strom, Spannung oder Leistung gemessenen Übertragungsgrößen steht, wurde die neue Einheit „Volume Unit" (VU) eingeführt. Der VU fehlt jedoch gerade die für eine Einheit wichtigste Eigenschaft, nämlich ihre Unabhängigkeit vom Meßgerät; dies wird als grundsätzlicher Mangel des VU-Meters empfunden. Man ist heute im Gegenteil bestrebt, subjektiv beeinflußte Meßmethoden durch objektive zu ersetzen.

Als ein wesentlicher Grund dafür, daß das VU-Meter mit seinen elektrischen und dynamischen Eigenschaften als Standard-Aussteuerungsmeßgerät für die USA festgelegt wurde, wird angegeben, daß das Gerät auch für die Einpegelung sehr langer Rundfunkübertragungsleitungen *während* einer Übertragung verwendbar sein sollte, wenn ein Leitungsnetz für eine „Messung" mit sinusförmiger Spannung nicht freigemacht werden kann. In europäischen Ländern ist diese Betriebsweise nicht üblich; hier werden die Rundfunkübertragungswege stets mit sinusförmigen Meßtönen eingepegelt. Dies ist auch notwendig, weil es sonst nicht möglich ist, die vom CCIF festgelegten engen Pegeltoleranzen von $\pm$ 0,1 N bzw. $\pm$ 0,2 N (also 0,9 bzw. 1,7 dB) einzuhalten. Bei Pegelunterschieden, die entlang einer längeren Rundfunkübertragungsleitung *während* einer Programmübertragung beobachtet werden, ist es jedoch auch hier üblich, die Anzeige der Aussteuerungsmesser in den Verstärkerpunkten zu vergleichen und bei Bedarf den Pegel zu korrigieren. Daß die Aussteuerungsmesser als Spitzenwertmesser ausgebildet sind, ist dabei bisher nicht von Nachteil; die Phasenverzerrungen der Rundfunkübertragungsleitungen wirken sich nicht ungünstig aus [3, 5].

Die nichtlinearen Verzerrungen von Rundfunkübertragungsleitungen betragen in dem Bereich, in dem nach der Amplitudenstatistik mit den größten Amplituden zu rechnen ist, in der Regel kaum mehr als 1 % und verfälschen demnach die Anzeige der Aussteuerungsmesser nicht wie in [3] befürchtet wird.

Für Spannungsspitzenmesser der hier besprochenen Art sind Röhrenschaltungen nötig. Dadurch entsteht zwar größerer Aufwand, es ergibt sich jedoch die Möglichkeit, die Eingangsempfindlichkeit so groß zu machen, daß man auch die auf den Rundfunkübertragungssystemen auftretenden Fremdspannungen überprüfen kann. Die Geräte können eine logarithmische Skala und damit einen größeren Anzeigebereich als die VU-Meter erhalten, so daß sie sich auch gut für die Aussteuerungskontrolle im Studio eignen. Es können dann auf dem ganzen Übertragungsweg vom Mikrophon über die Rundfunkleitung bis zum Rundfunksender einheitliche Geräte verwendet werden. Dies hat sich im Betrieb als sehr vorteilhaft erwiesen. Außerdem ist es bei Verwendung von Spitzenwertmessern möglich, die Aussteuerungsreserve der technischen Einrichtungen relativ klein zu halten und dadurch Kosten zu sparen; diese Ersparnis wiegt den größeren Aufwand auf der Meßgeräteseite bei weitem auf.

Abschließend soll noch folgendes erwähnt werden: Eine Kontrolle von Rundfunksendungen mit Spannungsspitzenmessern — d. h. also Aussteuerung auf höchstzulässige Spannungsspitzen — hat zur Folge, daß die mittlere Lautstärke im Lautsprecher des Rundfunkempfängers von der Darbietung abhängt. Da es in normalen Mietwohnungen wegen der gebotenen Rücksichtnahme notwendig ist, mit verminderter Wiedergabelautstärke abzuhören, wird der kritische Hörer gezwungen, an seinem Empfänger die Lautstärke von Fall zu Fall nachzuregeln und empfindet das u. U. als lästig. Eine Aussteuerung mit Volumenmessern ist in dieser Hinsicht günstiger. Während aber bei Verwendung von Spitzenwertmessern unbedenklich der Aussteuerungsbereich des Übertragungssystems voll ausgenutzt werden kann, ohne daß Befürchtungen wegen einer Beeinträchtigung der Übertragungsgüte durch Übersteuerungen entstehen müssen, birgt die Aussteuerung mit dem VU-Meter Unsicherheiten in sich, die bei gleichen Qualitätsansprüchen zwangsläufig zur Folge haben, daß an die Austeuerungsgrenze nur sehr zögernd herangegangen wird. Dies kommt aber einer ungenügenden Aussteuerung gleich und damit z. B. einer Verminderung der mittleren Reichweite von AM-Rundfunksendern. Soll die Reichweite beibehalten werden, muß mit Übersteuerungen gerechnet werden, die die Qualität verschlechtern. Ohne auf das Problem näher einzugehen, sei hier noch erwähnt, daß FM-Rundfunkempfänger sehr empfindlich gegen Übersteuerungen sind, weil durch Überschreitung des maximalen Frequenzhubes unangenehme Verzerrungen entstehen. Hier wirkt sich eine Verwendung von VU-Metern u. E. *noch* ungünstiger aus als bei AM-Rundfunkübertragungen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *H. G. Thilo* und *M. Bidlingmaier:* Der Tonmesser, ein Spannungsspitzenmesser mit logarithmischer Anzeige. Elektr. Nachr.-Techn. 13 (1936), S. 176—183.

[2] *H. A. Chinn, D. K. Gannet* und *R. M. Morries:* A New Standard Volume Indicator and Reference Level. Bell Tech. J. 19 (Jan. 1940), S. 94—137.

[3] *H. A. Chinn:* The Measurement of Audio Volume. Audio Engg. 35 (1951), H. 9, S. 26, und H. 10, S. 24—26 und 48—51.

[4] *M. Bidlingmaier:* Der neue Aussteuerungsmesser. Frequenz 4 (1950), S. 146—149.

[5] *H. M. Tremaine:* A Review of the Accepted Standards Used in Conjunction with the Design and Application of db- and vu-Meters. Radio and Television News, V. 44 (1950), H. 5.

(Eingeg. 25. Oktober 1953)

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 6, JUNI 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Verfahren zur Beurteilung und Kennzeichnung der Verformung des „Sägezahn"-Testsignals bei der Prüfung von Fernsehleitungen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt

Von **Hans Bödeker**

Mit 4 Bildern

DK 621.397.8

Es wird ein Verfahren beschrieben, das eine einfache Kennzeichnung der Verformung des bei der Prüfung von Fernsehleitungen benutzten „Sägezahn"-Testsignals ermöglicht.

A method for a simple measurement of the deformation of the saw-tooth test signal for television line tests is described.

Description d'un procédé permettant une mesure facile de la déformation du signal d'essai en dents de scie utilisé pour le contrôle de lignes télévisuelles.

Einleitung

Das „Sägezahn"-Testsignal (Bild 1) wird allgemein im europäischen Fernseh-Leitungsnetz sowohl zur Einpegelung der Leitungen als auch zur Beurteilung der Nichtlinearität im Amplitudenbereich der Bildsignale verwendet. Der hier interessierende Amplitudenbereich der Bildsignale liegt zwischen dem Schwarzwert (35 %) und dem Weißwert (100 %) des Aussteuerungsbereiches eines Fernseh-Übertragungskanals. Nichtlineare Verzerrungen in diesem Bereich verändern bekanntlich die Gradation des Fernsehbildes und müssen möglichst gering gehalten werden.

Zur Ausmessung der Linearitätsabweichungen dieses Übertragungsbereiches ist ein Meßverfahren bekannt und in Anwendung, das in folgender Weise arbeitet:

Dem „Sägezahn"-Testsignal wird auf der Sendeseite eine sinusförmige Wechselspannung hoher Frequenz (z. B. 4 MHz) und geringer Amplitude (z. B. $^1/_{10}$ der Sägezahn-Amplitude) überlagert. Das übertragene Gemisch wird auf der Empfangsseite durch Filter wieder getrennt und auf einem Oszillographen beobachtet. Die von der Sägezahn-Spannung getrennte hohe Frequenz steuert die Ablenkung des Elektronenstrahls in senkrechter Richtung, während die Grundfrequenz des Sägezahn-Signals die waagerechte Zeitablenkung des Oszillographen synchronisiert. Aus den Amplitudenunterschieden der hohen Frequenz längs der Zeilendauer lassen sich die Steilheitsänderungen des Übertragungskanals im Amplitudenbereich des Bildsignals, also des von der sägezahnförmigen Spannung durchsteuerten Bereiches bestimmen. Dies Verfahren erfordert natürlich besondere Meßgeräte, die vorläufig nur an wenigen Stellen des deutschen Fernseh-Leitungsnetzes aufgestellt, im Ausland aber wahrscheinlich noch längere Zeit fehlen werden.

Zur Beurteilung der Nichtlinearität bei internationalen Fernsehübertragungen wurde anfangs gefordert, die Abweichungen der Sägezahn-Spannung vom linearen Verlauf durch Bestimmung der Tangentensteilheiten der am stärksten abweichenden Teile des Sägezahns auf dem Schirm eines Oszillographen festzustellen und diese Steilheitsabweichungen in Prozenten der mittleren Steilheit auszudrücken. Dies Verfahren ist in der Praxis jedoch zu schwierig auszuführen und zu ungenau, so daß man nunmehr auf diese Prüfmethode verzichtet hat. Statt dessen soll das Aussehen des Sägezahns auf dem Empfangsoszillographen durch eine einfache Formzahl ausgedrückt werden. Z. B. ist der S-förmigen Verzerrung die Formzahl Nr. 1 zugeteilt. Die konkave oder durchhängende Verformung hat die

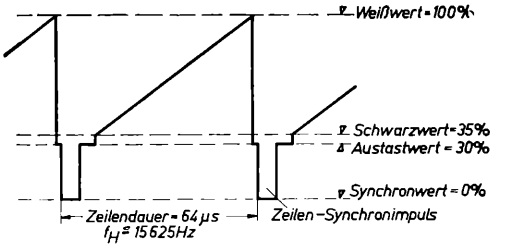


Bild 1. Sägezahn-Testsignal

Zahl Nr. 2 usw. Diese Kennzeichnung gibt aber keine Möglichkeit, die Größen der tatsächlich beobachteten Abweichungen vom linearen Verlauf auszudrücken. Um diesem Mangel abzuhelfen, wurde das im folgenden beschriebene Verfahren ausgearbeitet, das die Kennzeichnung der Form und Größen der Abweichungen mit zwei bis drei Formzahlen gestattet.

Beschreibung des neuen Verfahrens

Da auf allen Fernseh-Übertragungsstellen im In- und Auslande stets geeignete Kontroll-Oszillographen vorhanden sind, erscheint es sehr einfach, die Abweichungen des übertragenen „Sägezahn"-Testsignals vom linearen Verlauf im Oszillographen mittels einer Schablone festzustellen, die dicht vor dem Leuchtschirm des Oszillographen befestigt ist. Der Ausführungsvorschlag für eine solche durchsichtige Schablone ist in Bild 2

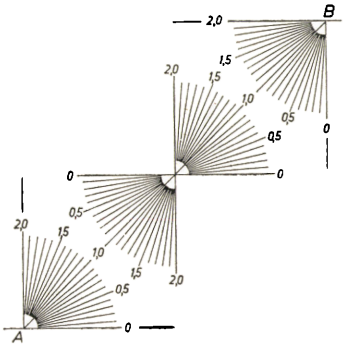


Bild 2. Schablone zur Sägezahn-Prüfung

dargestellt. Um den Ablesefehler durch Parallaxe möglichst klein zu halten, muß sie — wie gesagt — so dicht wie möglich vor dem Leuchtschirm angebracht werden. Zur Prüfung des Sägezahn-Signals müssen die Ablenkungen des Oszillographen so eingestellt werden, daß der Anfangs- und Endpunkt des Sägezahns mit dem Punkt A bzw. B der Schablone zusammenfällt. Hat nun

der Sägezahn die gewünschte lineare Form, so läuft das Oszillogramm längs der Verbindungslinie von A nach B, die mit der Zahl 1 bezeichnet ist. In Mitteilungen über die Beobachtung an andere Stellen würde diese Form durch Übermittlung der Zahl 1,0 auszudrücken sein.

Besitzt das oszillographierte „Sägezahn"-Testsignal eine konkave Form (Bild 3, ausgezogene Kurve), so kann diese durch zwei Zahlen — beispielsweise 0,6 — 0,7 — gekennzeichnet werden. Die erste Zahl gibt die Steilheit in der Nähe des Punktes A an. Sie wird auf der Schablone durch den Strahl des Büschels um den Punkt A angezeigt, der die Tangente an die Kurve im Punkt A darstellt. Das Entsprechende gilt für die zweite Zahl, die im Strahlenbüschel um den Punkt B herum gefunden wird. Hat der Sägezahn eine konvexe Form (Bild 3, gestrichelte Kurve), so kann diese Form in gleicher Weise durch zwei Zahlen — z. B. 1,3 — 1,5 — ausgedrückt werden. Die Bezifferung der Strahlenbüschel wurde so gewählt, daß zwei Zahlen kleiner als 1,0 immer eine konkave Form des Sägezahn-Signals versinnbildlichen, während zwei Zahlen größer als 1,0 die konvexe Form kennzeichnen.

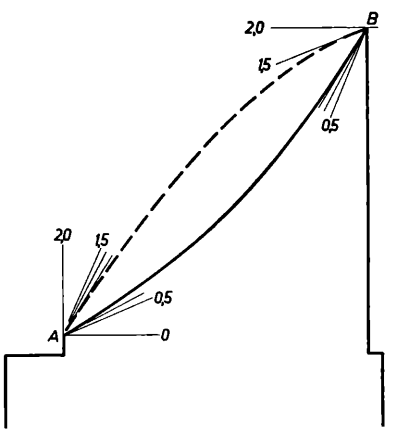


Bild 3. Sägezahn mit konkaver Form 0,6—0,7 (ausgezogene Kurve) Sägezahn mit konvexer Form 1,3—1,5 (gestrichelte Kurve)

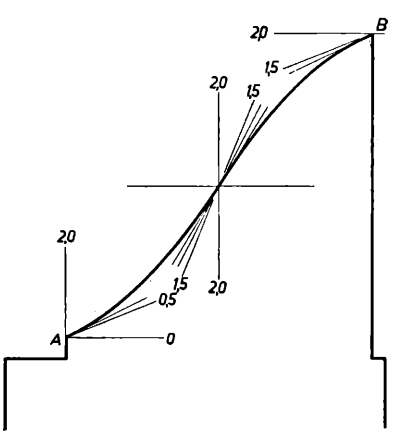


Bild 4. S-förmiger Sägezahn 0,6—1,3—1,4

Bei einer S-Form des Sägezahns (Bild 4) sind drei Zahlen zur Kennzeichnung anzugeben — z. B. 0,6 — 1,3 — 1,4 —. Dabei gibt immer die erste Zahl die Steilheit des Sägezahns im Punkte A an, die zweite Zahl die Steilheit des Mittelteils der Kurve und die dritte Zahl diejenige im Punkte B. Bei der Bestimmung der Mittensteilheit wird es oftmals nötig sein, das Oszillogramm oder die Schablone seitlich so weit parallel zu verschieben, daß das Oszillogramm durch den Mittelpunkt des inneren Strahlenbüschels der Schablone geht. Dabei dürfen selbstverständlich die Endpunkte des Oszillogramms nicht aus den Horizontalen der Punkte A und B herauswandern.

Herstellung der Schablone

Die Verbindungslinie der Punkte A und B (Bild 2) verläuft unter einem Winkel von 45° zur Waagerechten. Alle 45°-Winkel der Schablone sind in zehn Teile zu je 4,5° eingeteilt. Die Bezifferung ist in der gezeichneten Weise gewählt worden, um konkave und konvexe Form schon durch die Größe der Zahlen kenntlich zu machen, wie bereits oben erwähnt wurde. Je weiter diese Zahlen vom Wert 1,0 abweichen, um so größer ist die Krümmung des Sägezahns. Am fernen Ort ist hieraus also eine gewisse Vorstellung vom Aussehen des übertragenen Sägezahn-Signals herzuleiten.

Die Schablone selbst kann z. B. auf eine Plexiglasscheibe eingraviert werden, die dann vor dem Schirm des Oszillographen angebracht wird. Besonders einfach und billig erscheint jedoch die Herstellung auf photographischem Wege nach einer in großem Maßstab sauber gezeichneten Vorlage. Durch Änderung des Verkleinerungsmaßstabes bei der Aufnahme oder des Vergrößerungsmaßstabes bei der Kopie nach dem Negativ lassen sich Schablonen für die jeweils vorhandenen Oszillographen leicht passend anfertigen. Solche Schablonen stehen dann als durchsichtige Diapositiv-Filmplatten zur Verfügung.

Vorteile dieses Verfahrens

Die besonderen Vorzüge dieses Verfahrens sind in folgenden Tatsachen zu erblicken:

1. Durch Verwendung einer verhältnismäßig einfach herstellbaren Schablone kann die Verzerrung eines oszillographisch wiedergegebenen „Sägezahn"-Testsignals leicht bestimmt und durch wenige Zahlen — im Höchstfall durch drei — ausgedrückt werden.
2. Durch eine Zahl, nämlich durch 1,0, wird der geradlinige Verlauf des Sägezahns gekennzeichnet.
   Durch zwei Zahlen kleiner als 1,0 ist die konkave Form und durch zwei Zahlen größer als 1,0 ist die konvexe Form bestimmt.
   Drei Zahlen charakterisieren die S-Form, wenn deren erste kleiner als 1,0 ist, und die ?-Form, wenn deren erste größer als 1,0 ist.
3. Bei fernmündlich oder fernschriftlich zu erstattenden Berichten während der Prüfung von Fernseh-Übertragungsleitungen ist die Formbeschreibung durch wenige Zahlenangaben in kurzer und eindeutiger Weise möglich. Aus den Zahlenwerten läßt sich am fernen Ort ziemlich genau die Form des Sägezahn-Signals wieder rekonstruieren.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 6, JUNI 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Zur Definition des idealen Transformators und des idealen Gyrators durch ihre scheinwiderstandsumbildenden Eigenschaften

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Von **F. A. Fischer**, Darmstadt

DK 621.392.4

Es wird gezeigt, daß sich der ideale Transformator und der ideale Gyrator eindeutig durch ihre scheinwiderstandsumbildenden Eigenschaften (Eingangsscheinwiderstand beim idealen Transformator direkt, beim idealen Gyrator umgekehrt proportional dem Abschlußwiderstand) definieren lassen, wenn man die Bedingung hinzunimmt, daß beide Vierpole passiv, verlustlos und ohne innere Energiespeicherung sein sollen.
Der ideale Gyrator ist auch allein durch seine Eigenschaft, die duale Widerstandstransformation frequenzunabhängig auszuführen, eindeutig definiert.

It will be shown that the ideal transformer and the ideal gyrator can be described unambiguously by their properties as impedance transformers when the conditions of a passive, lossless quadripole without internal storage of energy are taken into account for both quadripoles. (The input impedance of the ideal transformer is directly proportional to the load impedance and the input impedance of the ideal gyrator is inversely proportional to the load impedance.) The ideal gyrator can also unambiguously and exclusively be defined by its property as a dual impedance transformer without a frequency response.

Il est démontré que le transformateur idéal et le gyrateur idéal peuvent être définis sans ambiguité par leur mode caractéristique de transformer l'impédance (impédance d'entrée du transformateur idéal directement proportionnelle et du gyrateur idéal inversement proportionnelle à l'impédance terminale), si l'on satisfait encore à la condition que les deux quadripôles doivent être passifs, sans perte et sans accumulation d'énergie intérieure. La définition nette du gyrateur idéal est aussi donnée par sa qualité d'exécuter la transformation de la dualité d'impédance indépendamment de la fréquence.

In einer kürzlich erschienenen Arbeit [1] weist *W. Doebke* darauf hin, daß die Ausführung der Dualtransformation (Eingangsscheinwiderstand umgekehrt proportional dem Abschlußwiderstand) nicht als eine charakteristische Eigenschaft des idealen Gyrators anzusehen sei, da sie auch bei einem normalen Vierpol vorhanden sein könne. Dies ist zweifellos richtig. Wie im folgenden gezeigt wird, braucht man aber nur noch die Bedingung hinzuzufügen, daß der lineare Vierpol, der diese Widerstandsumbildung ausführt, passiv, verlustlos und ohne innere Energiespeicherung arbeiten soll, um eindeutig auf den idealen Gyrator geführt zu werden.
Zum Vergleich soll zunächst die entsprechende Definition für den idealen Transformator gegeben werden.

Der ideale Transformator

Wir fragen als erstes nach den Kenngrößen des linearen Vierpols, dessen Eingangsscheinwiderstand $\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_1}$ seinem Abschlußwiderstand $\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{I}_2}$ direkt proportional ist.

Es soll also

$$\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_1} = v^2 \cdot \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{I}_2} \tag{1}$$

sein.

Da $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{I}_2$ jede Zahl der rechten Halbebene als Zahlenwert annehmen kann, muß, wenn der gesuchte Vierpol physikalisch realisierbar sein soll, v^2 positiv reell sein. Aus der Formel für den Eingangsscheinwiderstand (mit der üblichen Vorzeichendefinition)

$$\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_1} = \frac{\mathfrak{A}_{11}\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{I}_2} + \mathfrak{A}_{12}}{\mathfrak{A}_{21}\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{I}_2} + \mathfrak{A}_{22}} \tag{2}$$

folgt dann

$$\mathfrak{A}_{12} = \mathfrak{A}_{21} = 0 \tag{3}$$

und

$$\frac{\mathfrak{A}_{11}}{\mathfrak{A}_{22}} = v^2. \tag{4}$$

Bezeichnen wir die Kettendeterminante mit Δ_a, so ist

$$\mathfrak{A}_{11}\,\mathfrak{A}_{22} = \Delta_a. \tag{5}$$

Aus Gl. (4) und (5) folgt

$$\mathfrak{A}_{11} = \pm v \cdot \sqrt{\Delta_a} \tag{6}$$

und

$$\mathfrak{A}_{22} = \pm \frac{\sqrt{\Delta_a}}{v}. \tag{7}$$

Die beiden sich durch das Vorzeichen unterscheidenden Fälle lassen sich durch eine einfache Umpolung des gleichen Vierpols ineinander überführen. Die Kettenmatrix des gesuchten Vierpols sieht also allgemein so aus:

$$\mathfrak{A} = \begin{pmatrix} v\sqrt{\Delta_a} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{\Delta_a}}{v} \end{pmatrix}. \tag{8}$$

Die Kettendeterminante Δ_a kann dabei irgendeinen beliebigen (auch komplexen) Wert annehmen.

Verlangt man nun weiterhin, daß der Vierpol passiv, verlustlos und nicht energiespeichernd sein soll, daß also seine Augenblicksklemmenleistungen einander gleich sein sollen, so folgt aus

$$(\mathfrak{U}_1 + \mathfrak{U}_1^*)(\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_1^*) = (\mathfrak{U}_2 + \mathfrak{U}_2^*)(\mathfrak{I}_2 + \mathfrak{I}_2^*) \tag{9}$$

$$\Delta_a = +1, \tag{10}$$

und es ergibt sich die Kettenmatrix des idealen Transformators.

Die gesuchte Definition des idealen Transformators lautet also folgendermaßen:

Ein idealer Transformator ist ein passiver, verlustloser, linearer Vierpol ohne innere Energiespeicherung, dessen Eingangsscheinwiderstand seinem Abschlußwiderstand direkt proportional ist.

Daß er die Kettendeterminante $+1$ besitzt, also umkehrbar ist, ist eine notwendige Folge der in obiger Definition zusammengefaßten Bedingungen.

Aus der allgemeinen Form für die Kettenmatrix eines umkehrbaren Vierpols

$$\mathfrak{A} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}_2}} \cosh \mathfrak{g} & \sqrt{\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_2} \sinh \mathfrak{g} \\ \frac{1}{\sqrt{\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_2}} \sinh \mathfrak{g} & \sqrt{\frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}_2}} \cosh \mathfrak{g} \end{pmatrix} \tag{11}$$

sieht man, daß ein solcher dann zu einem idealen Transformator wird, wenn bei reellem $\sqrt{\mathfrak{Z}_1/\mathfrak{Z}_2} = v$ $\sinh \mathfrak{g} = 0$ ist.
Ist $\mathfrak{g}$ für alle Frequenzen identisch 0, so liegt der Fall des frequenzunabhängigen idealen Transformators vor. Ist dies nicht der Fall, so muß $\mathfrak{g}$ rein imaginär, der Vierpol also verlustlos sein, damit für diejenigen diskreten Frequenzen, für die $\mathfrak{g}$ ein ganzzahliges Vielfaches von $i\pi$ ist, der Vierpol zu einem idealen Transformator wird. (Ein bekanntes Beispiel mit einer Widerstandsübersetzung 1 : 1 ist die verlustfreie Leitung von einer Länge, die einem geradzahligen Vielfachen von $\lambda/4$ gleich ist.)

Der ideale Gyrator

Wir fragen hier zunächst nach den Kenngrößen des linearen Vierpols, dessen Eingangsscheinwiderstand $\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_1}$ seinem Abschlußwiderstand $\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{I}_2}$ umgekehrt proportional ist.

Es soll also hier

$$\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_1} = s^2 \cdot \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{U}_2} \tag{12}$$

sein.

Da $\mathfrak{I}_2/\mathfrak{U}_2$ jede Zahl der rechten Halbebene als Zahlenwert haben kann, muß, wenn der gesuchte Vierpol physikalisch realisierbar sein soll, s^2 positiv reell sein.

Aus der Formel für den Eingangsscheinwiderstand in der Form

$$\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_1} = \frac{\mathfrak{A}_{11} + \mathfrak{A}_{12}\frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{U}_2}}{\mathfrak{A}_{21} + \mathfrak{A}_{22}\frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{U}_2}} \tag{13}$$

folgt, daß hier

$$\mathfrak{A}_{11} = \mathfrak{A}_{22} = 0 \tag{14}$$

und

$$\frac{\mathfrak{A}_{12}}{\mathfrak{A}_{21}} = s^2 \tag{15}$$

sein muß.
Bezeichnen wir die Kettendeterminante wieder mit Δ_a, so ist also hier

$$\mathfrak{A}_{12}\mathfrak{A}_{21} = -\Delta_a. \tag{16}$$

Aus Gl. (14) und (15) folgt

$$\mathfrak{A}_{12} = \pm s \cdot \sqrt{-\Delta_a} \tag{17}$$

und

$$\mathfrak{A}_{21} = \pm \frac{1}{s}\sqrt{-\Delta_a}. \tag{18}$$

Die beiden sich durch das Vorzeichen unterscheidenden Fälle lassen sich auch hier durch eine einfache Umpolung des gleichen Vierpols ineinander überführen.
Die Kettenmatrix des gesuchten Vierpols sieht also allgemein so aus:

$$\mathfrak{A} = \begin{pmatrix} 0 & s\cdot\sqrt{-\Delta_a} \\ \frac{\sqrt{-\Delta_a}}{s} & 0 \end{pmatrix}, \tag{19}$$

wobei Δ_a irgendeinen komplexen Wert annehmen kann.

Hier führt nun die zusätzliche Bedingung, daß der Vierpol passiv, verlustlos und nicht energiespeichernd sein soll, daß also seine Augenblicksklemmenleistungen einander gleich sein sollen, für die Kettendeterminante auf den Wert

$$\Delta_a = -1, \tag{20}$$

und es ergibt sich die Kettenmatrix des idealen Gyrators.
Die gesuchte Definition des idealen Gyrators lautet also folgendermaßen:

Ein idealer Gyrator ist ein passiver, verlustloser, linearer Vierpol ohne innere Energiespeicherung, dessen Eingangsscheinwiderstand seinem Abschlußwiderstand umgekehrt proportional ist.

Daß er die Kettendeterminante -1 besitzt und damit nicht umkehrbar ist, ist eine notwendige Folge der in obiger Definition zusammengefaßten Bedingungen.
Da zu der Kettenmatrix Gl. (19) die Widerstandsmatrix

$$\mathfrak{W} = \begin{pmatrix} 0 & s\sqrt{-\Delta_a} \\ \frac{s}{\sqrt{-\Delta_a}} & 0 \end{pmatrix} \tag{21}$$

gehört, besitzt ein idealer Gyrator reelle Koppelwiderstände und führt daher die Dualtransformation unabhängig von der Frequenz aus. (Ein bekanntes Beispiel

für seine Realisierung ist die Kopplung eines verlustfreien elektrischen Schallwandlers mit einem verlustfreien magnetischen [2].)

Ein passiver *umkehrbarer* Vierpol ($\Delta_a = +1$), dessen Eingangsscheinwiderstand seinem Ausgangsscheinwiderstand umgekehrt proportional ist, besitzt dagegen notwendigerweise rein imaginäre Kopplungswiderstände von endlichem Betrage. Dies bedeutet aber bei einem passiven Vierpol notwendigerweise Energiespeicherung, und wenn die Koppelwiderstände $\mathfrak{W}_{12}$ und $\mathfrak{W}_{21}$ reine Blindwiderstände sind, müssen es auch die anderen Widerstände $\mathfrak{W}_{11}$ und $\mathfrak{W}_{22}$ der Widerstandsmatrix sein. Man sieht dies sofort aus der allgemeinen Form für die Widerstandsmatrix eines umkehrbaren symmetrischen Vierpols:

$$\mathfrak{W} = \begin{pmatrix} \mathfrak{Z} \coth \mathfrak{g} & -\dfrac{\mathfrak{Z}}{\sinh \mathfrak{g}} \\ \dfrac{\mathfrak{Z}}{\sinh \mathfrak{g}} & -\mathfrak{Z} \coth \mathfrak{g} \end{pmatrix}. \qquad (22)$$

Es ist hier nach Gl. (19) $\mathfrak{Z} = \sqrt{\mathfrak{A}_{12}/\mathfrak{A}_{21}} = s$, also reell und $\mathfrak{g}$ rein imaginär. Es können daher $\mathfrak{W}_{11}$ und $\mathfrak{W}_{22}$ und damit auch $\mathfrak{A}_{11}$ und $\mathfrak{A}_{22}$ nur für diejenigen diskreten Frequenzen den Wert 0 annehmen, für die $\cosh \mathfrak{g} = 0$ ist. Auf diese diskreten Frequenzen ist daher für einen derartigen Vierpol die Möglichkeit der Dualtransformation beschränkt. (Ein bekanntes Beispiel ist die verlustlose Leitung von einer Länge, die einem ungeradzahligen Vielfachen von $\lambda/4$ gleich ist.)

Einen umkehrbaren Vierpol, der die Dualtransformation unabhängig von der Frequenz ausführt, kann es nicht geben, da es keine frequenzunabhängigen Blindwiderstände von endlichem Betrage gibt.

Aus der Widerstandsmatrix Gl. (21) kann vielmehr gefolgert werden, daß, wenn bei einem passiven linearen Vierpol die Dualtransformation frequenzunabhängig ausgeführt werden soll, Δ_a negativ reell sein muß. Da aber bei reellen Koppelwiderständen keine Energiespeicherung stattfinden kann, folgt weiterhin, daß, wenn der Vierpol außerdem noch passiv und verlustlos sein soll, $\Delta_a = -1$ sein muß.

Der ideale Gyrator kann daher auch definiert werden als ein passiver, linearer, verlustloser Vierpol, der die duale Widerstandstransformation frequenzunabhängig ausführt.

Eine notwendige Folge dieser Definition ist, wie oben gezeigt, daß er die Kettendeterminante -1 besitzt und ohne innere Energiespeicherung arbeitet.

Zusammenfassung

Der ideale Transformator und der ideale Gyrator sind beide passive, verlustlose, lineare Vierpole ohne Energiespeicherung. Sie unterscheiden sich lediglich durch ihre widerstandsumbildenden Eigenschaften. Während beim idealen Transformator der Eingangsscheinwiderstand dem Abschlußwiderstand direkt proportional ist, ist beim idealen Gyrator diese Proportionalität eine umgekehrte.

Aus dieser Charakterisierung folgen zwangsläufig alle weiteren Eigenschaften dieser beiden Gebilde, insbesondere, daß der ideale Transformator umkehrbar ist, der ideale Gyrator dagegen nicht, und sich ihre Kettendeterminanten durch das Vorzeichen unterscheiden.

Einen umkehrbaren Vierpol, der die duale Widerstandstransformation für *alle* Frequenzen durchführt, wie es der ideale Gyrator tut, gibt es nicht. Es gibt nur umkehrbare Vierpole, die die duale Widerstandstransformation für einzelne diskrete Frequenzen ausführen.

Der ideale Gyrator ist daher auch eindeutig definiert als passiver, linearer, verlustloser Vierpol, der die Dualtransformation frequenzunabhängig ausführt.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *W. Doebke*, Bemerkungen zum Gyrator-Problem. A. E. Ü. 8 (1954), S. 197—200.

[2] *F. A. Fischer*, Transformatoren und Gyratoren in Mechanik und Elektrik. A. E. Ü. 8 (1954), S. 15—19,

und das in diesen beiden Arbeiten angegebene ältere Schrifttum.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 6, JUNI 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Ein Münzfernsprecher für Selbstwählferndienst

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

Von **R. Führer**, München

Mit 8 Bildern

DK 621.395.663.6

Ein Münzfernsprecher für Orts- und Selbstwählfernverkehr mit Geldeinwurf von 10 Pf., 50 Pf. und 1 DM, mit Kassierung während des Gesprächs in Zeittakten, die von der Zone abhängig sind, mit beliebiger Nachzahlungsmöglichkeit, ohne Gesprächszeitbegrenzung und mit unbeschränkter Verkehrszugänglichkeit wird beschrieben. Neuartig ist die Lösung, die Geldauswertung und die Abstimmung mit der Gebührenschuld örtlich im Apparat vorzunehmen und den Münzfernsprecher im Amt wie einen Teilnehmer anzuschließen. Dieser Vorteil beliebiger Einstreuung dürfte die Ausbreitung des Münzfernsprechers wesentlich fördern und es bald jedermann ermöglichen, an den Vorzügen des Selbstwählferndienstes teilzunehmen.

A public telephone coin box set for the automatic local and trunk service with coin slots for 10 Pf., 50 Pf., and 1 DM is described. The cashing is operated at time intervals which depend upon the distance. The possibility for inserting any amount of additional coins is provided. There is no limit to the time of the conversation and the access for traffic is unlimited. The novelties are the cash evaluation and the balance with the due fees within the set itself and the possibility of connecting the coin box telephone to the exchange like a subscriber's set. This possibility of arbitrary connection may well lead to an essential increase in the number of public telephones and may enable everyone to share the advantages of the automatic trunk services.

Description d'un poste téléphonique à prépayement pour les services local et automatique interurbain avec fentes pour 10 Pf., 50 Pf. et 1 DM. L'encaissement s'effectue pendant la conversation en intervalles de temps dépendant de la zone respective. Il est possible de mettre autant de pièces additionnelles qu'on veut dans les fentes. Il n'y a pas de limitation de la durée de conversation et l'accès au réseau est sans limites. Toute nouvelle est la solution que l'évaluation des pièces de monnaie et la balance avec la taxe due s'effectue dans l'appareil lui-même et que le poste téléphonique à prépayement est raccordé au bureau téléphonique comme un abonné. Cette possibilité de distribution arbitraire entraînera probablement une extension remarquable du poste téléphonique public et offre bientôt à tout le monde l'avantage de profiter du service automatique interurbain.

Die bisher in Deutschland und in anderen Ländern im Selbstwählferndienst gebräuchlichen Münzfernsprecher weisen, so verschiedenartig auch ihre Ausführungsformen im einzelnen sein mögen, eine gemeinsame Eigenschaft auf: Der Schwerpunkt der besonderen technischen Einrichtung liegt nicht im Apparat, sondern im Anschlußamt. Diese Lösung besitzt zweifellos pflegetechnische Vorteile. Größer sind aber die Nachteile, welche die Ausbreitung des Münzfernsprechers empfindlich hemmen.

Der Münzfernsprecher kann nicht teilnehmergleich in die vorhandenen Amtsgruppen eingestreut werden, sondern erfordert eine teuere Zusatzeinrichtung, häufig sogar eine getrennte Gruppenbildung. In den kleinen typisierten Wählvermittlungsstellen ist diese Zusatzeinrichtung oft aufwendiger als die ganze übrige Amtseinrichtung. Dieses Mißverhältnis hatte bisher zur Folge, daß in kleinen Orten die Aufstellung von Münzfernsprechern für den Selbstwählferndienst aus wirtschaftlichen Erwägungen meistens unterbleiben mußte. Gerade in diesen Ortsnetzen mit nur stundenweise bedienter Poststelle muß aber ein echtes Bedürfnis nach einer unabhängigen Sprechgelegenheit anerkannt werden.

Bei der Neuentwicklung eines Münzfernsprechers für die deutsche Landesfernwahl wurde daher ein anderer Weg beschritten. Ziel war, jede Zusatzeinrichtung im Amt zu vermeiden und den Münzfernsprecher teilnehmergleich anzuschließen. Die mit dem Barzahlungsverfahren zusammenhängenden Aufgaben sollten grundsätzlich im Apparat des Münzfernsprechers gelöst werden. Dabei wurde kein Zugeständnis in Form vereinfachter Betriebsbedingungen gemacht (z. B. Verwendung einer einheitlichen Münze, Einschränkung der Zugänglichkeit, Begrenzung der Gesprächszeit). Der Münzfernsprecher sollte im Gegenteil den neuzeitlichsten betrieblichen Forderungen entsprechen und im Selbstwählferndienst unbeschränkt einsatzfähig sein.

Auf einen Anruf des Fernamtes wurde bewußt verzichtet. Die Anpassung der Kassiereinrichtungen an die halbselbsttätige Betriebsweise hätte den Apparat um etwa ein Drittel verteuert. Erfahrungen in Bayern lehrten, daß in einem Netz mit Selbstwählferndienst kein Bedürfnis besteht, den Münzfernsprecher zum handbedienten Fernverkehr zuzulassen. In den früheren Schnellverkehrs- und Überweisungsverkehrsnetzen mögen die Verhältnisse anders geartet gewesen sein. Wer heute ein Gespräch führen will, das im Selbstwählferndienst nicht erreichbar ist (z. B. ein Auslandsgespräch), muß sich an eine Bar-Öffentliche wenden. Der Münzfernsprecher soll Massenverkehr verarbeiten und kann daher auf Sonderfälle keine Rücksicht nehmen.

Als Ergebnis der Entwicklung stellt sich der neue Münzfernsprecher für Orts- und Fernverkehr vor. Der Grundgedanke der Lösung wurde vom Fernmeldetechnischen Zentralamt angegeben. Die Firma Lorenz hat es übernommen, den Gedanken durchzuarbeiten und ihm konstruktive Gestalt zu verleihen.

Aufbau

Bild 1 zeigt die äußere Ansicht. Zu den bei jedem Fernsprechapparat gebräuchlichen Merkmalen, dem Handapparat, dem Hakenumschalter und der Nummernscheibe, kommt der Geldeinwurf und der durch eine Klappe verschlossene Rückgabebecher hinzu. Eine Bedienungsanweisung erläutert die Benutzung des Apparates. Als Besonderheit fällt der schräg angeordnete Münzspeicherkanal auf, der durch eine dicke Plexiglasscheibe sichtbar ist. Zu beiden Seiten des Speichers sind Transparente angebracht, die im Bedarfsfalle aufleuchten und dem Sprechgast Hinweise geben. Auf der Seite ist der Apparat durch ein Sicherheitsschloß versperrt.

Das Innere des Münzfernsprechers (Bild 2) macht zunächst einen verwirrenden Eindruck. Es ist selbstverständlich, daß der Raum auf das äußerste ausgenutzt wurde, um die Abmessungen des Apparates in erträglichen Grenzen zu halten. Das Schutzgehäuse aus gezo-

Bild 1. Münzfernsprecher für Selbstwählferndienst Bauart Lorenz

genem Stahlblech und der mechanische Teil sind zu beiden Seiten der Grundplatte schwenkbar angeordnet. Auf der Rückseite des Schwenkrahmens befindet sich der elektrische Teil (Bild 3).

Die mechanische Einrichtung gliedert sich in den Münzeinwurf, die Münzprüfbahnen, den Trichter, den Speicherkanal, das Kassier- und Sperrsystem, den Kassierkanal mit der Auswerteeinrichtung für höherwertige Münzen und endlich die Geldkassette und den Rückgabebecher. Die Nummernscheibe ist als Sperrnummernscheibe ausgebildet. Als elektrische Hilfsmittel sind 7 Flachrelais, 2 weitere Flachrelais mit mechanischen Zusätzen als Kassier- und Sperrmagnet, 2 Kleinrelais und 1 Wählerrelais mit Nockenscheibe verwendet. Die elektrischen Stromkreise beziehen ihre Spannung aus einem Netzanschlußgerät, das auf der Grundplatte (Bild 3, rechts unten) befestigt ist. Es besteht aus einem Trafo mit Kammerwicklung, einem Gleichrichter und einem Glättungskondensator. Die Betriebsspannung beträgt 24 ± 4 V. Die Leerlaufleistung des Netztrafos von rund 11 Watt erzeugt zusammen mit einem kleinen Heizwiderstand unter der Sperrnummernscheibe im Innern des Gehäuses eine Übertemperatur, die ausreicht, um eine Schwitzwasserbildung auch in der kalten Jahreszeit sicher zu unterbinden. Im Betriebszustand steigt die Leistung auf 15 bis 20 Watt.

Die elektrische Schaltung ist in Bild 4 so dargestellt, daß die einzelnen Funktionen ohne Mühe erkennbar sind. In Anlehnung an diese Aufteilung sollen die Vorgänge, die sich in einem Münzfernsprecher abspielen, zum besseren Verständnis nicht zusammenfassend besprochen, sondern nach ihrem jeweiligen Zweck und Ziel einzeln aufgegliedert werden.

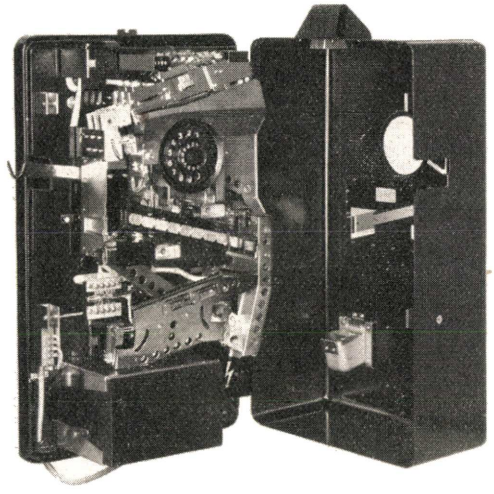


Bild 2. Innenansicht des Münzfernsprechers für Selbstwählferndienst

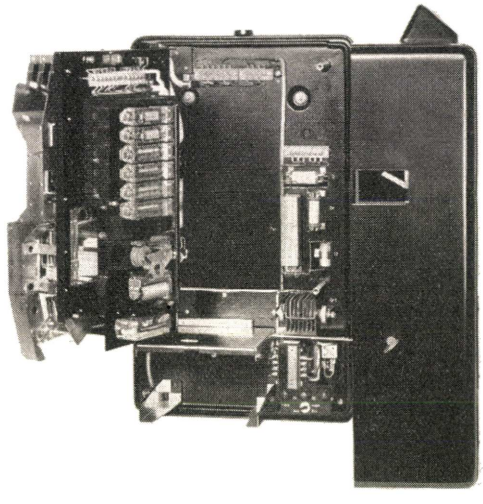


Bild 3. Schwenkrahmen von rückwärts gesehen und Grundplatte

Vorauszahlung

Beim gewöhnlichen Fernsprechapparat wird die Gesprächsgebühr in Form von Zählimpulsen auf den Teilnehmerzähler übertragen. Die technische Aufgabe ist damit beendet. Die Verrechnung und die Bezahlung geschieht nachträglich durch einen Verwaltungsvorgang.

Beim Münzfernsprecher muß die Gegenleistung sofort in Form von Hartgeld entrichtet werden. Da die Verbindung selbsttätig vom Münzfernsprechergast ohne Hilfe einer Vermittlungs- oder Bedienungskraft hergestellt wird, ist auch die Kassierung selbsttätig vorzunehmen. Die technische Aufgabe der Gebührenerfassung erweitert sich also durch die Einbeziehung der Bezahlung. Um Überraschungen zu vermeiden, muß dabei die Bezahlung bereits vorbereitend geregelt werden, bevor das Gespräch seinen Lauf nimmt.

Die Gebühr für ein Ortsgespräch beträgt z. Z. 0,16 DM. Sie wurde für Gespräche, die von einem Münzfernsprecher ausgehen, auf 0,20 DM festgelegt, um die Technik zu vereinfachen und um einen geringfügigen Ausgleich für die höheren Anschaffungs- und Unterhaltungskosten eines Münzfernsprechers zu erzielen.

Um die Ortsgebühreneinnahme sicherzustellen, wird die Sprechschleife erst dann geschlossen, wenn mindestens

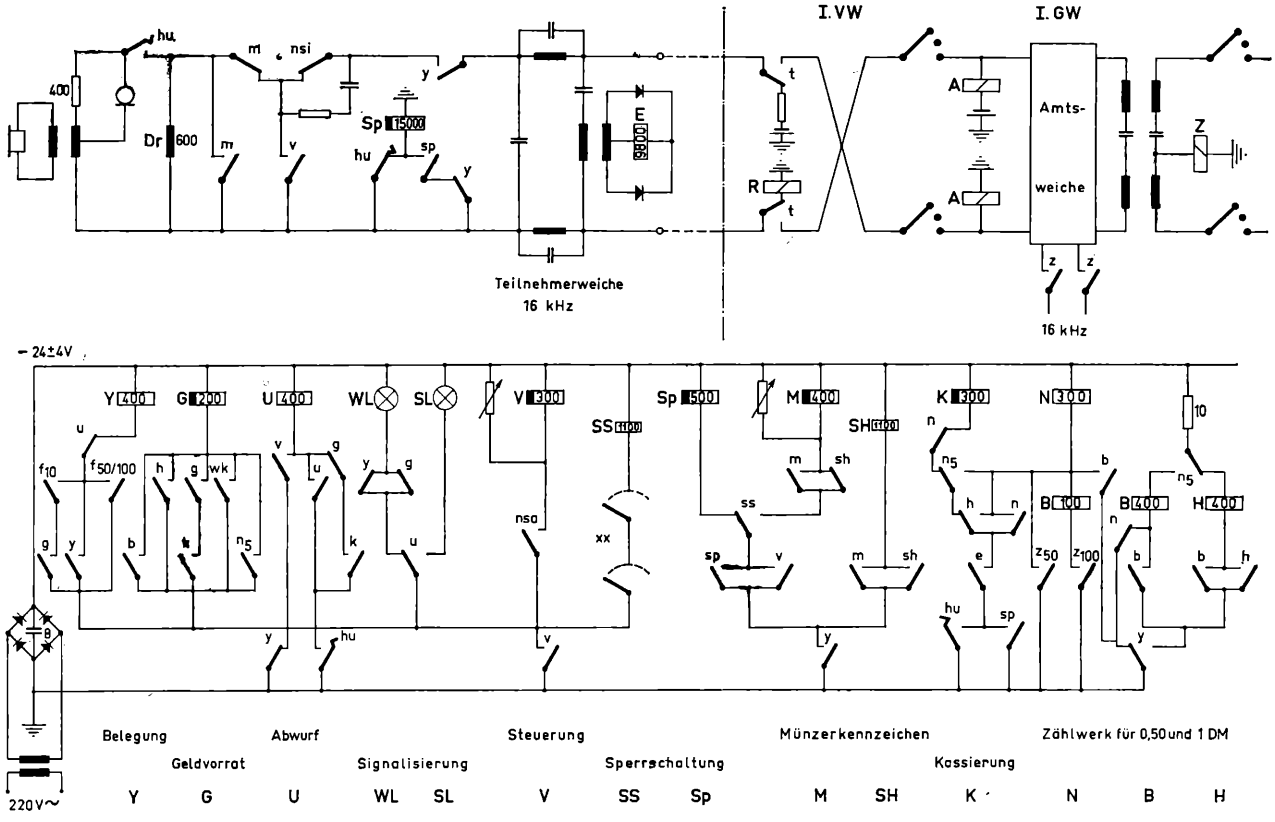


Bild 4. Stromlauf des Münzfernsprechers für Selbstwählferndienst

Münzfallkontakte	f 10, f 50/100	Nockenkontakte des Wählerrelais	n 5
Münzzählkontakte	z 50, z 100	Warnlampe	WL
Waagekontakt	wk	Schlußlampe	SL
Kontaktbahnen der Sperrnummernscheibe	xx		

20 Pf. eingeworfen sind. Die Belegung wird vom Geldvorrat abhängig gemacht (Bild 4). Ein Fallkontakt (f 10) im 10-Pf.-Prüfkanal in Verbindung mit einem Waagekontakt (wk) prüft den Geldvorrat durch eine Abzählschaltung (G, Y). Das erste 10-Pf.-Stück betätigt den Waagekontakt und erregt G, das zweite 10-Pf.-Stück wirft über den Fallkontakt f 10 das Belegungsrelais Y an, das sich bindet und die Sprechschleife zum Amt durchschaltet.

Der Münzfernsprecher ist auch betriebsbereit, wenn nur *eine*, aber höherwertige Münze eingeworfen wird (0,50 DM oder 1 DM). In diesem Falle wird die Abzählschaltung durch den gemeinsamen Fallkontakt f 50/100 überbrückt und sofort das Durchschalterelais Y gebracht.

Im Fernverkehr ist bei den bisher bekannt gewordenen Münzfernsprecherbauformen die Dreiminutengebühr vorbereitend zu entrichten. Bei einem erfolgreichen Gespräch wird der gesamte Betrag kassiert, unabhängig davon, ob die bezahlte Sprechzeit auch ausgenutzt wird. Die Zeitimpulszählung der deutschen Landesfernwahl gestattet eine einfachere und gerechtere Zahlweise. In der gleichen Form, in der die Gebühr während des Gesprächs in Gebühreneinheiten auf den Teilnehmerzähler verrechnet wird, kann sie in Geldeinheiten im Münzfernsprecher kassiert werden.

Es genügt daher, wenn im Münzfernsprecher als Vorauszahlung der Gegenwert einer Gebühreneinheit bereitliegt. Ein minimaler Münzwert ist also ausreichend, um den Apparat betriebsfähig zu machen und betriebsbereit zu erhalten. Das Risiko, das der ängstliche Teilnehmer eingehen zu müssen glaubt, ist folglich unbedeutend. Er wird daher in der Benutzung nicht die Zurückhaltung üben, die beim Einwurf hoher Geldbeträge verständlich ist.

Um die Bedienung gleichmäßig zu gestalten, wurde die Mindestgebühr, die im Fernverkehr vor der Herstellung einer Verbindung eingeworfen werden muß, ebenfalls auf 20 Pf. festgesetzt. Dem Teilnehmer bleibt es jedoch unbenommen, einen beliebig hohen, der Dauer des beabsichtigten Gesprächs angepaßten Geldbetrag voraus zu entrichten.

Münzerkennzeichen

Bei der Verwirklichung der Kassierung während des Gesprächs war eine Schwierigkeit zu überwinden. Die Gebühreneinheit von z. Z. 0,16 DM läßt sich mit den gebräuchlichen Münzwerten schlecht ausdrücken. Die Münzen, die in der Größenordnung diesem Werte am nächsten liegen, fußen auf einer Dezimalteilung und betragen 10 Pf. oder ein Vielfaches davon (50 Pf., 1 DM). Als Geldeinheit für Münzfernsprecher eignet sich daher am besten das 10-Pf.-Stück. Eine Umformung der Gebühreneinheit von 0,16 DM in die Geldeinheit von 0,10 DM würde jedoch im Amt eine kostspielige Übertragung erfordern, die ja gerade vermieden werden soll. Ein solches Verfahren würde auch die Übereinstimmung zwischen Geldleistung und Sprechzeit stören. Denn der Zähltakt zwischen Amt und Münzfernsprecher müßte, um die verschiedenartigen Einheiten einander anzupassen, aller Voraussicht nach arhythmisch gestaltet werden. Schließlich würde jede Gebührenänderung schwerwiegende Eingriffe nach sich ziehen.

Um eine einwandfreie gerechte Zählung ohne zusätzliche Amtsübertragung auch bei einem Münzfernsprecher zu erreichen, wird die Angleichung der Zeittakte an die unterschiedlichen Gebühreneinheiten im Zählimpulsgeber (ZIG) vorgenommen. Bei einer Verbindung, die von einem gewöhnlichen Teilnehmerapparat ausgeht, wird der Zeittakt auf die Gebühreneinheit von 0,16 DM abgestimmt. Bei einer Verbindung, die von einem Münzfernsprecher ihren Ausgang nimmt, bemißt sich der Zeittakt dagegen nach der Geldeinheit von 0,10 DM. Die Umschaltung der Zeittakte besorgt ein besonderes Kennzeichen, das sogenannte Münzerkennzeichen, das der Münzfernsprecher nach der ersten Stromstoßreihe abgibt, die der Zählimpulsgeber empfängt.

Das Münzerkennzeichen besteht aus einem Nachimpuls von 55 ± 5 ms Länge, der nach Ablauf der Wählimpulsreihe in einem Abstand von 175 ± 15 ms übertragen wird.

Der Münzfernsprecher sendet das Münzerkennzeichen durch ein Relaisspiel in der Regel nach der zweiten Ziffer aus, wenn der ZIG unmittelbar dem I. GW folgt. Ist der ZIG hinter dem ZGW angeordnet, dann darf das Münzerkennzeichen erst nach der dritten Wahlziffer abgegeben werden. Eine vorzeitige und wiederholte Übertragung ist nicht tunlich, da sie zu Fehleinstellungen führen kann, wenn der Wähler sehr rasch, d. h. auf den ersten Schritten, aufprüft. Der Nachimpuls täuscht dann einen Nummernwahlimpuls vor. Aus dem gleichen Grunde ist das Münzerkennzeichen bei einer Ortsverbindung zu unterdrücken.

Eine Sperrschaltung unterscheidet die Verkehrsart, zählt die Wahlserien ab und legt das Münzerkennzeichenrelais M an (Bild 4). Bei einer Ortsverbindung bleibt das Kleinrelais SS stromlos und unterbindet die Erzeugung eines Nachimpulses. Bei einer Fernverbindung wird beispielsweise nach Wahl der Verkehrsausscheidungsziffer 0 und einer weiteren Ziffer über die Kontaktbahnen xx der Sperrnummernscheibe der Stromweg zu dem Relais SS geschlossen. Beim nächsten Aufzug der Nummernscheibe kommt mit V das verzögerte Relais M, das die Sprechschleife hinter dem nsi-Kontakt zusätzlich auftrennt. Nach dem letzten wirksamen Impuls von nsi öffnet nsa und wirft V mit einer Verzögerung von etwa 175 ms ab. Die zunächst über v kurzgeschlossene Schleife ist nunmehr über m nochmals geöffnet, bis nach etwa 55 ms auch M abfällt. Das Relaisdiagramm von Bild 5 erläutert den Vorgang näher. Mit M wird das Kleinrelais SH erregt, das die Abgabe eines Nachimpulses bei den folgenden Wahlserien unterbindet.

Das Münzerkennzeichen wird im Zählimpulsgeber oder im zentralen Verzoner durch eine Auswerteeinrichtung abgefangen, die Bild 6 in vereinfachter Form zeigt. Mit Hilfe der Abmeßrelais Va und Vm wird das Münzerkennzeichenrelais M 90 ± 10 ms nach Ablauf des letzten Impulses auf eine Zeitspanne von 125 ± 15 ms in den Impulsempfangsstromkreis gelegt. Trifft in diesem Zeitraum ein Nachimpuls ein, dann spricht M an, bindet sich und schaltet den Zoneneinstellwähler auf 10-Pf.-Zeittakte um.

Sind die Münzfernsprecheranschlüsse, wie es in großen Ämtern von früher her üblich ist, in einer besonderen Gruppe zusammengefaßt, dann kann das M-Relais auch

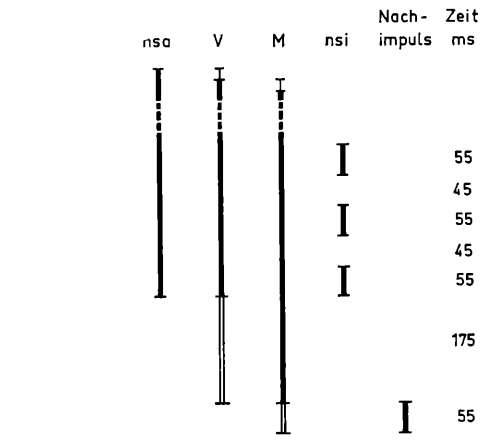


Bild 5. Erzeugung des Münzerkennzeichens

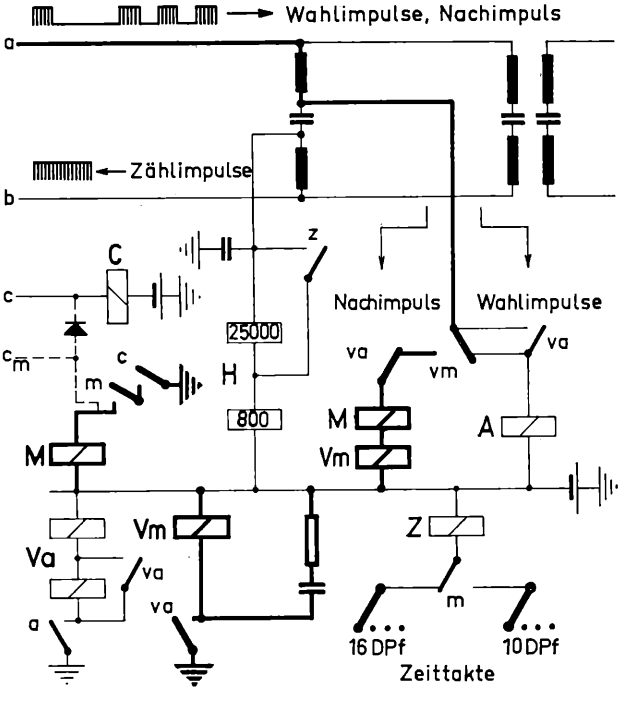


Bild 6. Auswertung des Münzerkennzeichens im Zählimpulsgeber oder im zentralen Verzoner

örtlich über den c_m-Ast erregt werden. Die Abgabe eines Münzerkennzeichens erübrigt sich in diesem Fall.

Befindet sich der Münzfernsprecher im Anschlußbereich eines Endamtes, so wird das Münzerkennzeichen dank seiner Eigenschaft als Impulskennzeichen bestimmter Zeitabhängigkeit ungehindert über die Endamtsleitungen übertragen. Dabei ist es gleichgültig, welches Wahlverfahren auf der Fernleitung angewandt wird, Gleichstromwahl, Wechselstromwahl, Tonwahl oder Trägerfrequenzwahl.

Kassierung

Die Gebühr wird im Ortsverkehr nach Beendigung des Gesprächs vereinnahmt. Im Fernverkehr wird sie in 10-Pf.-Beträgen während des Gesprächs abgerufen. Das erste 10-Pf.-Stück ist dabei mit dem Eintreffen des Beginnzeichens, also mit Gesprächsbeginn, fällig.

Der Zählvorgang wird bei einer Ortsverbindung durch das Auflegen des Hörers und den Abfall des Speise-

relais eingeleitet. In der Zeitspanne, die bis zur verzögerten Auslösung des I. GW vergeht, wird die Zählung abgewickelt.

Der Münzfernsprecher muß trotz Einhängen des Handapparates angeschaltet bleiben, damit der Zählimpuls der Ortszählung die Kassierung veranlaßt. Die Rückkehr der örtlichen Stromkreise in die Ruhelage und die Trennung der Sprechschleife ist daher entsprechend zu verzögern. Die Verzögerung darf jedoch bei einer Selbstwählfernverbindung nicht wirksam werden. Sonst würde eine Gefahrzeit entstehen, während der ein weiterer Zählimpuls eintreffen und die nächste Münze kassieren könnte, obwohl der Sprechgast durch das Einhängen des Handapparates bekundet hat, daß er das Gespräch beendigen will. Die Verzögerung kann daher nicht durch ein mechanisches Verzögerungswerk erzeugt werden, wie es beispielsweise beim neuen Münzfernsprecher für Ortsverkehr gebräuchlich ist. Denn dann müßte die Verzögerung immer in Kauf genommen werden. Es wurde deshalb die bekannte elektrische Schaltung mit Sperrmagnet angewandt und der Sperrkreis durch die Verbindungsart gesteuert.

Wenn sich der Kontakt ss in Bild 4 als Zeichen einer Ortsverbindung in Ruhelage befindet, wird der Sperrmagnet Sp erregt. Mit Hilfe seiner Zweitwicklung bleibt er nach dem Einhängen über den im b-Ast fließenden Reststrom angezogen, bis der I. VW in die Ruhelage zurückkehrt und die Schleife unterbricht. Die Haltewicklung des Sp-Relais ist so hochohmig, daß sie die Auslösung des I. GW nicht beeinflußt. Damit anderseits der Sperrmagnet nach dem Einhängen Spannung, nach dem Heimlauf des I. VW dagegen Erde findet, um selbst abfallen zu können, muß im Amt die Sprechschleife zwischen I. VW und I. GW gekreuzt werden. Diese Maßnahme ist die einzige, die im Amt vorgenommen werden muß und die einen Münzfernsprecheranschluß von einem Teilnehmeranschluß unterscheidet.

Der Sperrmagnet erfüllt noch eine zweite Aufgabe. Die Gebühr für ein Ortsgespräch beträgt 20 Pf. Es müssen also zwei Münzen kassiert werden, während bei der periodischen Zählung im Selbstwählferndienst jeweils nur eine Münze vereinnahmt werden darf. Die Unterscheidung zwischen Einfach- und Doppelkassierung besorgt der Sperrmagnet. Bild 7 erläutert schematisch den Grundgedanken der getroffenen Lösung.

Der Kassiermagnet K, ein Flachrelais mit angebauter Mechanik, betätigt zwei Kassierstößel, von denen der eine mit dem Anker starr verbunden, der andere dagegen federnd gelagert ist. Die vordere Münze befindet sich im Einflußbereich des festen Stößels und wird daher beim Anzug des Kassiermagneten unweigerlich in den Kassierkanal herausgekippt. Die zweite Münze wird dagegen von dem federnden Stift getroffen. Bei einem Ferngespräch verursacht eine vom Anker des Sperrmagneten gesteuerte Blende, daß diese Münze nicht aus der Bahn gelenkt, sondern lediglich gegen die Blende gepreßt und so lange festgehalten wird, bis der Kassiervorgang beendet ist. Diese Maßnahme erfüllt gleichzeitig den Zweck, ein Nachrollen der folgenden Münze zu vermeiden, wenn die zur Kassierung anstehende Münze in den Kassierkanal befördert wird. Bei einer Ortsverbindung, bei der beide Münzen kassiert werden sollen, wird durch den Sperrmagneten die Blende verschoben, so daß auch die von dem beweglichen Stift getroffene Münze dem geringen Widerstand

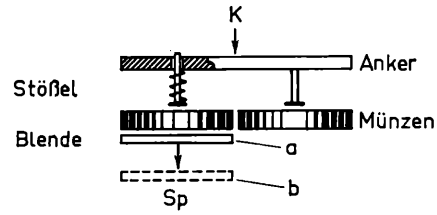


Bild 7. Mechanik für Einfach- und Doppelkassierung
a Ferngespräch, Kassierung einer Münze
b Ortsgespräch, Kassierung von zwei Münzen

nachgibt und in den Kassierkanal fällt. Hilfsstößel regeln den Auslauf und verhüten, daß sich die Münzen im Kassierkanal klemmen.

Die Zählung während des Gesprächs im Selbstwählferndienst stellt zusätzliche Anforderungen an die Geräuschfreiheit des Zähl- und Kassiervorgangs. Um den Gesprächsfluß nicht zu stören, ist dafür zu sorgen, daß die Zählimpulse unhörbar bleiben. Die Aufgabe ist die gleiche wie bei der Betätigung eines Gebührenanzeigers. Es wurde daher das bewährte Verfahren der Hochfrequenzzählung angewandt (Bild 4 oben). Die Zählimpulse werden vom I. GW oder in älteren Ämtern von Zusatzkontakten des Teilnehmerzählers mit der unhörbaren Frequenz von 16 kHz über eine Amtsweiche auf die Sprechleitung übertragen. Im Münzfernsprecher trennt eine Teilnehmerweiche den Hochfrequenzstrom von der Sprecheinrichtung und führt ihn über einen Gleichrichter einem hochempfindlichen Telegraphenrelais (E) zu, das den örtlich gespeisten Kassiermagneten (K) erregt. Die Teilnehmerweiche verhindert zugleich einen Kurzschluß der Zählspannung, wenn der Teilnehmer in betrügerischer Absicht die Nummernscheibe aufzieht. Das mechanische Geräusch der Kassierung wird durch das Schutzgehäuse und durch Auskleidung der Kassette mit schallschluckendem Belag ausreichend gedämpft.

Die Stromversorgung für die 16-kHz-Spannung sowie die Anschaltekreise im I. GW sind für die Zwecke der Gebührenanzeiger notwendig, so daß für den Münzfernsprecher in Ämtern des Systems 50 keine weiteren Kosten entstehen. In Ämtern älterer Bauart ist der Münzfernsprecher wie ein Teilnehmeranschluß mit Gebührenanzeiger zu behandeln. Der Zähler ist gegen einen Kontaktzähler auszuwechseln, und in die Sprechleitung ist eine Amtsweiche einzuschleifen.

Münzprüfung und Auswertung höherwertiger Münzen

Die durchschnittliche Gebühr eines Selbstwählferngesprächs beträgt über das ganze Bundesgebiet gemittelt 5,4 Gebühreneinheiten zu 0,16 DM, das sind rd. 0,90 DM. Für ein Dreiminutengespräch schwankt die Gebühr je nach der Zone zwischen 2 und 21 Gebühreneinheiten, das sind 0,32 bis 3,36 DM. Die Geldsumme, die der Münzfernsprecher zu verarbeiten in der Lage sein muß, kann daher schwerlich mit 10-Pf.-Stücken gedeckt werden. Denn die erforderliche Menge pflegt der Sprechgast in der Regel nicht bei sich zu tragen. Wenn der Münzfernsprecher daher in seinem Gebrauch nicht wesentlich beschränkt werden soll, muß die Forderung erhoben werden, daß auch höherwertige Münzen benützt werden können.

Der neue Münzfernsprecher für Orts- und Fernverkehr ist für den Einwurf von 10-Pf.-Stücken, 50-Pf.- und 1-DM-Münzen bemessen. Bild 8 zeigt die Münzführung.

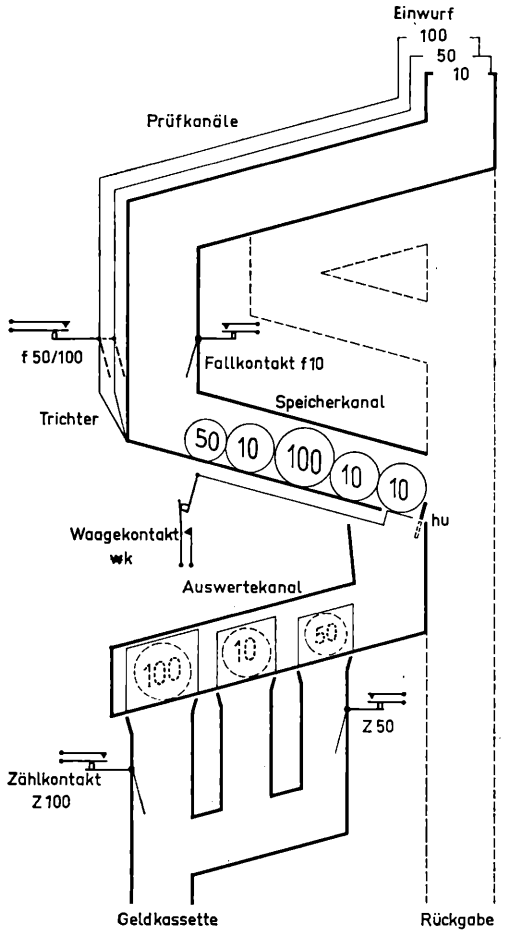


Bild 8. Münzführung und Auswertemechanismus

Jeder Münze ist ein besonderer Einwurfschlitz und eine besondere Münzprüfbahn zugeordnet. Die Münze wird auf Durchmesser, Dicke, Magnetismus und Gewicht geprüft. Verbogene Münzen werden am Ende des Prüfkanals durch einen Engpaß festgehalten, um Störungen im weiteren Münzkanalsystem zu verhindern. Wie beim Ortsmünzfernsprecher 50 werden die Prüfbahnen beim Einhängen aufgeklappt und durch einen Abstreifstab von allen Fremdkörpern gereinigt. Eine Verstopfung der Prüfkanäle, sei es absichtlich oder unabsichtlich, wird dadurch mit Sicherheit vermieden.

Nach dem Durchlaufen der Prüfkanäle gelangen die Münzen in Fallschächte und betätigen die Hebel der Fallkontakte f 10 und f 50/100. Ein sinnreich konstruierter Trichter sorgt dafür, daß die aus den verschiedenen Prüfkanälen kommenden Münzen hintereinander in den Speicherkanal einrollen, ohne sich zu klemmen. Im Speicher werden die Münzen in der Reihenfolge des Einwurfes durch ein Plexiglasfenster sichtbar.

Der Sprechgast soll den Eindruck gewinnen, daß die im Vorratskanal präsentierten Münzen seiner vollen Verfügungsgewalt unterstehen, solange er noch keine Gegenleistung erhalten hat. Er ist daher bis zur Kassierung der einzelnen Münzen laufend darüber unterrichtet, wieviel Geld er eingeworfen hat, über welche Geldreserve er jeweils noch verfügen kann und wie sich dieser Geldwert zusammensetzt. Der Sprechgast kann folglich die Sprechzeit genau der Geldsumme, ja innerhalb dieser Summe sogar den einzelnen Geldstücken anpassen. Diese ständige Übersicht über den jeweiligen Stand der „Geldmittel" wird werbend wirken und die Scheu des ungeübten Sprechgastes, sein Geld dem Münzfernsprecher anzuvertrauen, überwinden helfen. Lösungen, bei denen der Münzvorrat unsichtbar oder sehr schlecht sichtbar ist, stellen zweifellos höhere Anforderungen an das Vertrauen des Teilnehmers. Anderseits ist zu erwarten, daß die Zurschaustellung der eingeworfenen Münzen betrügerischen Absichten entgegenwirkt.

Die im Speicherkanal befindlichen Münzen werden in der Reihe des Einwurfes durch den Kassiermagneten aus der Bahn gelenkt und in die Geldkassette befördert. Die nicht kassierten Münzen fallen nach dem Einhängen des Handapparates in den Rückgabebecher.

Die Münzen sind in ihrem Wert verschieden. Der Takt der Kassierung muß diesem Umstand angepaßt werden. Dem höheren Wert entsprechend müssen nach der Kassierung eines 50-Pf.-Stückes die folgenden vier Zählimpulse, nach der Kassierung eines 1-DM-Stückes die folgenden neun Zählimpulse vom Kassiermagneten ferngehalten werden. Dies geschieht durch eine mechanisch-elektrische Auswerteeinrichtung. Der Vorgang wickelt sich rein örtlich im Apparat ab. Das Amt ist daran nicht beteiligt.

Der mechanische Teil der Auswerteeinrichtung ist in Bild 8, der elektrische Teil in Bild 4 (rechts) dargestellt. Die Münze wird, nachdem sie vom Kassiermagneten aus dem Speicherkanal herausgeschleudert worden ist, erneut auf ihren Wert geprüft. Erst dann gelangt sie in die Geldkassette. Da Falschmünzen bereits in den Münzprüfkanälen ausgeschieden worden sind, genügt eine einfache Durchmesserprüfung. Zu diesem Zweck werden die Durchmesser-Prüflineale wiederholt, welche die Münzen nach drei Größen aussortieren und in drei verschiedene, auf den Durchmesser abgestimmte Fallschächte ablenken. Ein Münzfallkontakt gebräuchlicher Bauart gibt bei 50 Pf. und 1 DM je ein Wertkennzeichen (z 50 und z 100), das ein Zählwerk N (Bild 4) betätigt. Das Zählwerk besteht aus einem Wählerrelais mit drei Nockenscheiben, die Nockenkontakte (n 5) steuern. Für die Dauer von vier Schritten befinden sich die Nockenkontakte in Arbeitslage, um beim 5. Schritt wieder in die Ruhelage zurückzukehren.

Nach Ablauf des Zählimpulses, der die höherwertige 50-Pf.-Münze kassiert hat, umgehen die folgenden vier Zählimpulse den Kassiermagneten und schalten dafür das Wählerrelais N schrittweise weiter. Nach insgesamt fünf Zählimpulsen legt der Nockenkontakt n 5 um und schließt wieder den Kassierstromkreis. Der Fallkontakt z 100 des 1-DM-Stückes erregt zusätzlich ein Hilfsrelais B, das beim folgenden Nulldurchgang der Nockenscheibe (n 5 in Ruhelage) das Abzählrelais H unter Strom setzt. Dieses macht den Nockenkontakt im Stromweg des Kassiermagneten unwirksam und hält den Stromkreis des Speicherrelais N aufrecht. Erst nach zehn Schritten wird die Ausgangslage wieder erreicht.

Beendet der Sprechgast das Gespräch, bevor die Sprechzeit der höherwertigen Münze abgelaufen ist, so geht der überschüssige Betrag verloren. Nach dem Einhängen des Handapparates fällt das Belegungsrelais Y ab und schließt den Heimlaufstromkreis des Wählerrelais. Im Wechselspiel mit B schaltet N bis zur nächsten Nullstellung des Nockenkontaktes weiter.

Signalisierung und Abwurf

Um die Bedienung zu erleichtern, ist eine einfache, aber deutliche optische Signalisierung eingebaut (Bild 4, Mitte). Der Münzfernsprecher ist betriebsbereit, wenn mindestens 20 Pf. eingeworfen worden sind. Ein Transparent „Bitte zahlen" macht den Sprechgast nach dem Abheben des Hörers auf die Vorauszahlung aufmerksam. Die Warnlampe WL erlischt erst, wenn der Waagekontakt wk geschlossen ist (G erregt) und das Belegungsrelais Y die Sprechschleife zum Amt durchgeschaltet hat. Im Speicherkanal müssen also mindestens zwei 10-Pf.-Stücke oder ein 50-Pf.-Stück oder ein 1-DM-Stück enthalten sein.

Nach Gesprächsbeginn genügt im Selbstwählferndienst ein Geldvorrat von 10 Pf. entsprechend der Gebühreneinheit für Münzfernsprecher, um das Gespräch fortsetzen zu können. Ist dieser Vorrat erschöpft, dann leuchtet die gelbe Warnlampe abermals auf: „Bitte zahlen".

War die letzte Münze ein 10-Pf.-Stück, dann erscheint die Aufforderung unmittelbar nach der Kassierung. Der geöffnete Waagekontakt wk hat das G-Relais abgeworfen. Wurde dagegen ein 50-Pf.- oder ein 1-DM-Stück vereinnahmt, dann darf das Transparent erst aufleuchten, wenn die dem Münzwert äquivalente Sprechzeit bis auf den letzten bezahlten Zeitschritt abgelaufen ist, d. h., wenn der letzte bezahlte Zeitschritt beginnt. Nicht nur der Waagekontakt wk, sondern auch der Nockenkontakt n 5 des Wählerrelais und die Überbrückungskontakte der Hilfsrelais B und H müssen folglich in Ruhelage sein, bevor G abfällt und den Lampenstromkreis schließt. Sobald der Teilnehmer eine Münze nachwirft, erlischt das Transparent, da der Waagekontakt G wieder erregt.

Leistet der Sprechgast der Aufforderung, nachzuzahlen, keine Folge, dann wird die Verbindung nach Ablauf des letzten bezahlten Zeitschrittes selbsttätig getrennt. „Kassierung im Warnzustand" ist das Kennzeichen hierfür. Der Zählimpuls, der während des Warnzustandes (G abgefallen) eintrifft, löst den Vorgang aus. Über g abgefallen und k angezogen wird der Stromkreis des Abwurfrelais U geschlossen. Es bindet sich, unterbricht Y und öffnet dadurch die Schleife zum Amt, so daß die Verbindung ausgelöst wird. Gleichzeitig bringt es die rote Schlußlampe SL, die ein Transparent aufleuchten läßt „Sprechzeit zu Ende". Ein nachträglicher Geldeinwurf führt jetzt nicht mehr zum Ziele.

Das Abwurfrelais U und die Schlußlampe SL verhindern und signalisieren auch Bedienungsfehler und betrügerische Handgriffe. So ist ein Aufzug der Nummernscheibe ohne oder mit ungenügendem Geldeinwurf ebenso zwecklos wie der Versuch, den Sperrmechanismus durch Manipulationen am Hakenumschalter und an der Nummernscheibe zu umgehen. Der Stromkreis V angezogen, Y abgefallen sorgt dafür, daß eine solche Verbindung sofort abgeworfen wird.

Der Münzfernsprecher für Selbstwählferndienst hat sich der hohen Beanspruchung auf der Verkehrsausstellung 1953 ohne Störungen gewachsen gezeigt und sich im Versuchsbetrieb in Regensburg und Stuttgart bewährt. Einem Einsatz auf breiter Basis kann daher mit Ruhe und Zuversicht entgegengesehen werden.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 6, JUNI 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Elektrische Netzwerke mit Schaltkontakten

Algebra für Kontaktschaltungen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

Von **F. M. Pelz**, Berlin

Mit 9 Bildern

DK 621.316.3.011
DK 621.318.5

Es wird das Grundsätzliche über ein Verfahren zur Berechnung von Kontaktschaltungen (Relaisschaltungen) berichtet, dessen Entwicklung seit etwa 20 Jahren im Gange ist. Es beruht auf der zweiwertigen Boole schen Algebra, deren Formeln aus schaltungsmäßigen Betrachtungen auf eine dem Elektrotechniker entsprechende Weise abgeleitet werden. Neben reinen Kontaktschaltungen werden auch Schaltungen aus gewöhnlichen Widerständen und Kontakten betrachtet.

The principles of a method for the calculation of contact circuits (relay circuits) will be outlined. This method has been developed during the last 20 years. It is based on the algebra of Boole, the formulae of which are derived here from circuit investigations in a way appealing to the electrical engineer. Circuits with normal impedances and contacts are discussed besides pure contact circuits.

Description des principes d'un procédé pour le calcul de montages de contacts (montages de relais), procédé dont le développement se fait depuis 20 ans environ. Il se base sur l'algèbre bivalente de Boole, dont les formules sont dérivées de considérations relatives aux montages d'une manière convenable au technicien. Outre les montages de contacts seuls, l'on discute encore des montages combinés d'impédances et de contacts.

1. Einleitung

Über die Berechnung von Schaltungen, die nur aus Kontakten bestehen (z. B. Relaisschaltungen), erschienen in den letzten zwei Jahrzehnten mehrere Veröffentlichungen verschiedener Autoren [1 bis 7]. Sie alle machen von einer besonderen Algebra für Kontaktschaltungen Gebrauch, mit deren Hilfe man die Kontaktschaltung analysieren und gegebenenfalls vereinfachen kann. Diese Algebra fußt auf der zweiwertigen *Boole*schen Algebra (Algebra der Logik), was verständlich ist, wenn man bedenkt, daß ein Kontakt nur zwei Widerstandswerte, nämlich Null (Kontakt geschlossen) und Unendlich (Kontakt offen) haben kann. Von Übergangswiderständen wird dabei abgesehen.

Die Berechnung von Schaltungen aus gewöhnlichen Widerständen *und* Kontakten wird in einer Arbeit von *J. Shekel* [8] behandelt. Er vereinigt die *Boole*sche Algebra mit der gewöhnlichen Netzwerkalgebra. Auf diese Weise kann er Formeln aufstellen, die für alle Stellungen der in der Schaltung vorkommenden Kontakte gelten. Bei jeder Stellung der Kontakte sieht die Schaltung anders aus (hat einen anderen „Aspekt"), da durch die Kontakte Widerstände an- oder abgeschaltet werden. Man kann also verschiedene Schaltungen, die nur insofern zusammenhängen, als sie durch die Betätigung von Kontakten auseinander hervorgehen, mathematisch durch gemeinsame Formeln darstellen. Ebenso wie die Schaltung lassen sich auch die Formeln durch besondere Wahl gewisser Parameter von einem „Aspekt" zu einem anderen gleichsam umschalten. Der Umschaltvorgang selbst und die dabei auftretenden Einschwing- und Ausgleichsvorgänge werden nicht mit erfaßt und interessieren in diesem Zusammenhang auch nicht; die Formeln sollen nur den stationären Zustand der verschiedenen Aspekte der Schaltung angeben.

Der mathematischen Behandlung von Kontaktschaltungen kommt eine große Bedeutung zu, insbesondere im Hinblick auf den Entwurf von Schaltungen (z. B. Relaisschaltungen) mit vorgegebenen Eigenschaften. Allerdings ist gerade das Entwurfsproblem im Grunde noch ungelöst, da die Algebra für Kontaktschaltungen bisher noch zu keiner befriedigenden formalen Methode geführt hat, nach der zu gegebenen Anforderungen die einfachste Schaltung mit dem geringsten Schaltmittelaufwand gefunden werden kann. Um eine Weiterentwicklung in dieser Richtung anzuregen, soll im folgenden das Grundsätzliche über die Berechnung von Kontaktschaltungen zusammenfassend mitgeteilt werden. Dabei sollen die Formeln nicht aus der *Boole*schen Algebra übernommen, sondern durch schaltungsmäßige Betrachtungen entwickelt werden, was dem Elektro- und Fernmeldetechniker das Verständnis sehr erleichtern wird.

2. Reine Kontaktschaltungen

a) Symbolik und Grundgesetze der Algebra für Kontaktschaltungen

Wir bezeichnen die Kontakte, seien es Schließ- oder Trennkontakte (Arbeits- oder Ruhekontakte), mit kleinen Buchstaben $x, y, \ldots$ oder $a, b, \ldots$. Zwei Kontakte, die so miteinander gekoppelt sind, daß der eine stets die entgegengesetzte Stellung des anderen einnimmt, nennt man *invers* zueinander und bezeichnet sie mit demselben Buchstaben, von denen der eine zur Unterscheidung mit einem Querstrich versehen wird, also z. B. x und $\bar{x}$. Man kann auch grundsätzlich alle Trennkontakte (oder alle Schließkontakte) mit einem Querstrich versehen. Dies ist für die Praxis zweckmäßig, aber für grundsätzliche Überlegungen nicht nötig. Mit den Buchstaben wollen wir zunächst noch keine Zahlenwerte verknüpfen; sie sollen einfach Symbole der Kontakte sein.

Nun muß für die beiden Schaltungsarten (Parallel- und Reihenschaltung) eine symbolische Schreibweise eingeführt werden. Man wird zunächst daran denken, hierfür irgendwelche neuen Zeichen einzuführen. Das ist jedoch nicht nötig; man kann das Additions- und Multiplikationszeichen nehmen, weil die Grundgesetze der Addition und Multiplikation, nämlich das kommutative, assoziative und distributive Gesetz, schaltungsmäßig erfüllt sind, wie sogleich gezeigt werden soll. Wir schreiben die Parallelschaltung zweier Kontakte x und y als $x + y$ und die Reihenschaltung als $x \cdot y$ oder einfach xy (Bild 1). Daß dann das *kommutative Gesetz*

$$x + y = y + x \quad \text{bzw.} \quad x \cdot y = y \cdot x$$

und das *assoziative Gesetz*

$$(x + y) + z = x + (y + z) \quad \text{bzw.} \quad (x \cdot y) \cdot z = x \cdot (y \cdot z)$$

Interessanterweise gilt noch ein *zweites distributives Gesetz*, nämlich

$$(x + z) \cdot (y + z) = x \cdot y + z, \qquad (2)$$

wie man durch Betrachtung der entsprechenden Schaltungen (Bild 3) beweisen kann. Dieses „Herausheben eines gemeinsamen Summanden aus zwei Faktoren", das in der gewöhnlichen Algebra bekanntlich nicht erlaubt ist, stellt eine Besonderheit der Algebra für Kontaktschaltungen dar.

Bis jetzt haben wir die Buchstaben x, y, z und die mit ihnen aufgebauten Ausdrücke und Gleichungen nur als Symbole für Kontakte und Schaltungen aufgefaßt. Jetzt wollen wir mit den Symbolen auch Zahlenwerte verbinden. Wir kommen dazu durch die Frage nach den sog. *„neutralen Elementen"*, das sind jene Elemente, die, durch eine Operation mit anderen verknüpft, diese nicht verändern. Für die Addition ist es die *Null:* $x + 0 = x$. Schaltungsmäßig muß somit der *Null eine Unterbrechung* entsprechen, denn eine parallel geschaltete Unterbrechung ist belanglos. Das neutrale Element der Multiplikation ist die *Eins:* $x \cdot 1 = x$, d. h. der *Kurzschluß,* denn ein in Reihe geschalteter Kurzschluß ist ebenfalls belanglos. Null und Eins sind offenbar zueinander invers: $\bar{0} = 1$, $\bar{1} = 0$.

Diese beiden Werte 0 und 1 sind die einzigen speziellen Werte, die unsere Kontaktsymbole annehmen können, denn ein Kontakt kann ja nur entweder geöffnet oder geschlossen sein. Wir haben es daher mit einer sog. zweiwertigen Algebra zu tun, genauso wie bei der Algebra der Logik, deren Elemente, die Aussagen, auch nur zweiwertig, nämlich entweder wahr oder falsch sind.

Tritt die Null als Faktor, d. h. die Unterbrechung in Reihe auf, dann ergibt sich offenbar wieder Null: $x \cdot 0 = 0$. Tritt andererseits die Eins als Summand,

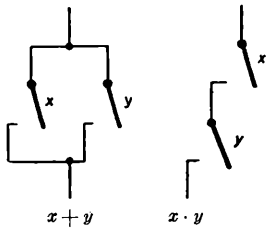


Bild 1. Parallel- und Reihenschaltung zweier Kontakte x und y

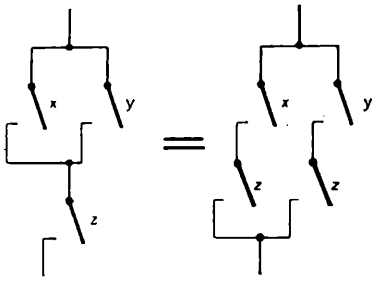


Bild 2. Das 1. distributive Gesetz $(x + y)\,z = xz + yz$

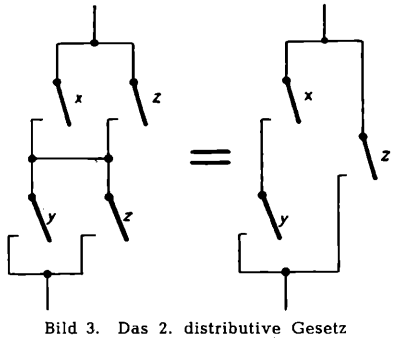


Bild 3. Das 2. distributive Gesetz $(x + z)\,(y + z) = xy + z$

schaltungsmäßig erfüllt sind, sieht man sofort, denn die Gleichheitszeichen in diesen Beziehungen sind so aufzufassen, daß die der linken Seite entsprechende Schaltung äquivalent der der rechten Seite entsprechenden Schaltung ist, d. h. zugleich mit ihr einen Kurzschluß oder eine Unterbrechung darstellt. Die Gültigkeit des *distributiven Gesetzes*

$$(x + y) \cdot z = x \cdot z + y \cdot z \qquad (1)$$

ist zwar nicht sofort einzusehen, ergibt sich jedoch durch Überprüfung der Äquivalenz der den beiden Seiten entsprechenden Schaltungen, die in Bild 2 dargestellt sind. Es gibt hier $2^3 = 8$ verschiedene Stellungen der drei Kontakte; in jeder Stellung zeigen die beiden Schaltungen, von außen gesehen, das gleiche Verhalten.

d. h. der Kurzschluß in Parallelschaltung auf, dann erhält man das in der gewöhnlichen Algebra unsinnige, schaltungsmäßig aber unmittelbar verständliche Resultat $x + 1 = 1$. Diese Gleichung wäre auch im gewöhnlichen Sinne verständlich, wenn wir ∞ statt 1 schreiben würden. Wir könnten dann die Kontaktsymbole als Leitwerte auffassen, denn ∞ ist der Leitwert eines Kurzschlusses und 0 der Leitwert einer Unterbrechung. Diese Auffassung der Kontaktsymbole als Leitwerte würde sich ebenso bei der Parallelschaltung bewähren, bei der sich ja die Leitwerte addieren. Bei der Reihenschaltung ist allerdings der Gesamtleitwert gleich dem Produkt geteilt durch die Summe, während wir nur das Produkt, also nur den Zähler, genommen haben. Das genügt aber, wenn die Leitwerte nur die beiden Werte 0 und ∞ annehmen können.

Nachdem wir nun den Kontaktsymbolen Zahlenwerte zugeordnet haben, können wir die Gleichungen auch im gewöhnlichen algebraischen Sinne verstehen: setzt man spezielle Werte für die Buchstaben ein, dann müssen beide Seiten der Gleichung denselben Wert ergeben.
Wir stellen noch die soeben besprochenen Beziehungen, vermehrt um einige weitere unmittelbar verständliche, zusammen:

$$0 = 1 \qquad \bar{1} = 0$$
$$x + 0 = x \qquad x \cdot 0 = 0 \tag{3}$$
$$x + 1 = 1 \qquad x \cdot 1 = x \tag{4}$$
$$x + \bar{x} = 1 \qquad x \cdot \bar{x} = 0 \tag{5}$$
$$x + x = x \qquad x \cdot x = x \tag{6}$$

Anstatt die Parallelschaltung zweier Kontakte als Summe und ihre Reihenschaltung als Produkt zu schreiben, kann man auch umgekehrt die Reihenschaltung mit $x + y$ und die Parallelschaltung mit $x \cdot y$ bezeichnen. Die Gl. (1) bis (6) gelten auch in diesem Fall, nur bedeutet dann die Null einen Kurzschluß und die Eins eine Unterbrechung.

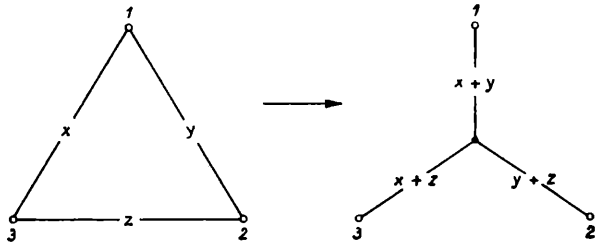


Bild 4. Dreieck-Stern-Umwandlung

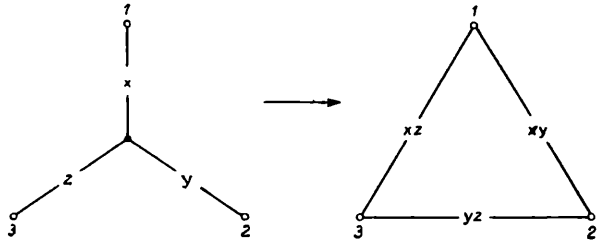


Bild 5. Stern-Dreieck-Umwandlung

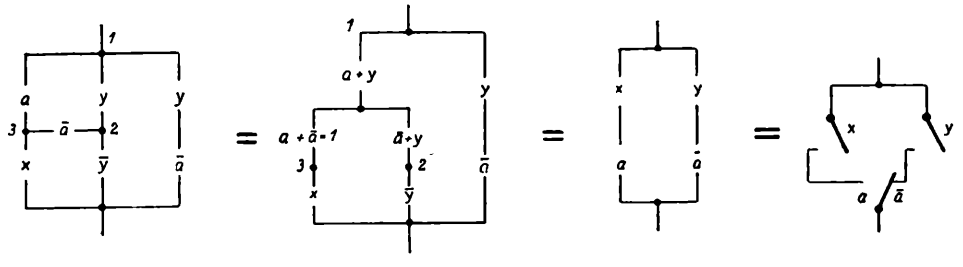


Bild 6. Umwandlung einer Kontaktschaltung

b) Die Strukturformel einer zweipoligen Kontaktschaltung. Vereinfachung einer Schaltung durch algebraische Umformung

Besteht eine zweipolige Kontaktschaltung nur aus Reihen- und Parallelschaltungen, dann kann man nach den Ausführungen des vorigen Abschnittes leicht den ihr entsprechenden algebraischen Ausdruck (ihre *Strukturformel*) hinschreiben. Vorhandene Brücken müssen zuvor durch Stern-Dreieck- oder Dreieck-Sternumwandlungen weggeschafft werden. Diese beiden Umwandlungen sind in den Bildern 4 und 5 dargestellt, wobei der Übersichtlichkeit halber die Kontakte nicht ausführlich wiedergegeben worden sind. Der Beweis ist sehr leicht durch Betrachtung der Verhältnisse zwischen je zwei gleichen Klemmen zu erbringen. Für die Klemmen 1 und 2 wird beispielsweise in Bild 4

$$y + xz = (x + y)(y + z),$$

und dies ist das zweite distributive Gesetz. Bei Bild 5 hat man

$$xy = xy + xz \cdot yz = xy + xyz = xy(1 + z) = xy,$$

weil $1 + z = 1$ ist.
Als Beispiel für die Aufstellung der Strukturformel betrachten wir nun die Schaltung von Bild 6. Nachdem wir das Dreieck 1 2 3 in einen Stern verwandelt haben, bekommen wir als Strukturformel F den folgenden Ausdruck:

$$F = (a + y)[x + (\bar{a} + y)\,y] + \bar{a}y = F(x, y, a). \tag{7}$$

Man kann mit Hilfe der Strukturformel prüfen, ob bei einer bestimmten Stellung der Kontakte zwischen den beiden äußeren Klemmen der Schaltung Unterbrechung oder Kurzschluß herrscht. Es sei beispielsweise $x = 1$, $y = 1$, $a = 0$. Dann wird

$$F(1, 1, 0) = \underbrace{(0 + 1)}_{1}\,[1 + \underbrace{(1 + 1)\,0}_{0}] + \underbrace{1 \cdot 1}_{1} = 1 + 1 = 1,$$

d. h. es herrscht Kurzschluß zwischen den äußeren Klemmen.
Wichtiger als diese Prüfung ist die Vereinfachung der Schaltung durch algebraische Umformung der Strukturformel. Durch Auflösen der Klammern und Beachtung der im vorigen Abschnitt besprochenen Regeln (3) bis (6) wird aus Gl. (7):

$$F = (a + y)\,[x + \bar{a}y + \underbrace{y\bar{y}}_{0}] + \bar{a}y =$$

$$= ax + xy + \underbrace{a\bar{a}\bar{y}}_{0} + \underbrace{\bar{a}y\bar{y}}_{0} + \bar{a}y = ax + xy + \bar{a}y.$$

Hier kann der mittlere Summand xy noch weggelassen werden, denn er liefert einen parallel liegenden Strompfad, wenn die Kontakte x und y gleichzeitig geschlossen sind, wobei aber auch einer der beiden anderen Summanden einen Strompfad liefert. Rein algebraisch bringt man das Glied xy zum Verschwinden, indem man es mit $1 = a + \bar{a}$ multipliziert. Man kann es dann auf die beiden anderen Glieder verteilen:

$$F = ax + xy(a + \bar{a}) + \bar{a}y = ax\underbrace{(1 + y)}_{1} + \bar{a}y\underbrace{(x + 1)}_{1} =$$

$$= ax + \bar{a}y. \tag{8}$$

Eine weitere Vereinfachung ist nun nicht mehr möglich. Die der neuen Strukturformel (8) entsprechende Schaltung ist in Bild 6 rechts dargestellt; sie ist der linken Ausgangsschaltung völlig äquivalent.

Die bei der eben durchgeführten Ableitung gefundene Formel

$$a x + \bar{a} y + x y = a x + a y \qquad (9)$$

gehört zu den Umwandlungs-Grundformeln und kann, wenn sie erst einmal bekannt ist, ohne weitere Überlegungen formal angewandt werden. Zur bequemen und schnellen Vereinfachung von Kontaktschaltungen empfiehlt sich eine Zusammenstellung der wichtigsten Umwandlungsformeln, wie sie im Anhang ohne Beweise gegeben ist.

Vierpolige Kontaktschaltungen können, wie es in der Vierpoltheorie üblich ist, durch eine Matrix von Strukturformeln dargestellt werden. Vgl. das Beispiel einer aus gewöhnlichen Widerständen und Kontakten gemischten Schaltung in Abschn. 3.

c) Inversionsschaltungen

In Abschnitt *a)* haben wir zueinander inverse Kontakte als solche erklärt, bei denen der eine stets die entgegengesetzte Stellung des anderen hat. Den zu x inversen Kontakt haben wir mit $\bar{x}$ bezeichnet; x seinerseits hat natürlich $\bar{\bar{x}} = x$ als inversen Kontakt. Nun gibt es auch zu jeder zweipoligen Kontaktschaltung eine Schaltung mit dem entgegengesetzten Verhalten, d. i. eine Schaltung, die stets eine Unterbrechung darstellt, wenn die ursprüngliche Schaltung ein Kurzschluß ist und umgekehrt. Wir nennen sie die *inverse Schaltung* oder *Inversionsschaltung*. Wie man leicht einsieht, ist die Inversion einer Parallelschaltung $x + y$ die Reihenschaltung $x \cdot y$ und die Inversion einer Reihenschaltung $x \cdot y$ die Parallelschaltung $x + y$:

$$\overline{x + y} = \bar{x} \cdot \bar{y}, \qquad \overline{x \cdot y} = \bar{x} + \bar{y}. \qquad (10)$$

Mit Hilfe dieser beiden Regeln kann man die Inversion jedes aus Kontaktsymbolen gebildeten algebraischen Ausdrucks finden. Die so entstehende Formel ist die Strukturformel der inversen Schaltung. Als Beispiel bilden wir die Inversion der Strukturformel (8). Es wird

$$\bar{F} = \overline{a x + \bar{a} y} = \overline{a x} \cdot \overline{\bar{a} y} = (a + \bar{x})\,(a + \bar{y}). \qquad (11)$$

Bild 7 links zeigt die entsprechende Schaltung. Man kann sie aus der in Bild 6 rechts dargestellten Schaltung erhalten, indem man Reihenschaltung durch Parallelschaltung und umgekehrt und Schließkontakt durch Trennkontakt und umgekehrt ersetzt. Auf diese Weise kann man bei Schaltungen ohne Brücken stets die inverse Schaltung bestimmen. Unsere Schaltung kann noch umgeformt werden. Durch Ausmultiplizieren der Klammern ergibt sich

$$\bar{F} = a a + a \bar{x} + a \bar{y} + \bar{x} y.$$

Nun ist $a a = 0$. Ferner kann nach Gl. (9) das Glied $x y$ weggelassen werden, so daß wir schließlich erhalten:

$$\bar{F} = a x + \bar{a} y. \qquad (12)$$

Dies ist die in Bild 7 rechts dargestellte Schaltung.
Die Inversion der Kontaktschaltungen entspricht völlig der Dualität der gewöhnlichen Schaltungen. Daher kann der schaltungsmäßige Übergang zur inversen Schaltung entsprechend dem Übergang zur dualen Schaltung vorgenommen werden. (Wie dies gemacht wird, kann z. B. bei *W. Klein* [9] und *R. Feldtkeller* [10] nachgesehen werden.) Den Schaltelementen entsprechen die Kontakte und dem Übergang zum dualen (widerstandsreziproken) Schaltelement der Übergang zum inversen Kontakt.

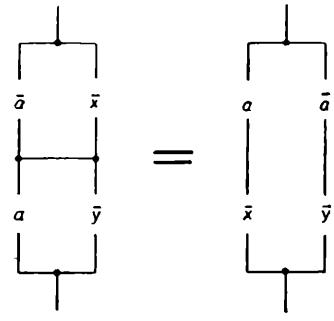


Bild 7. Zu Bild 6 inverse Schaltungen

Sind zwei Schaltungen einander äquivalent, so sind es offenbar auch die zu ihnen gehörenden inversen Schaltungen. Man kann daher in einer aus Kontaktsymbolen aufgebauten Gleichung beide Seiten invers nehmen, ohne die Richtigkeit der Gleichung zu zerstören. So folgt beispielsweise aus der linken Gleichung (5) die rechte Gleichung (5) oder aus dem ersten distributiven Gesetz (1):

$$\overline{(x + y)\,z} = \overline{x z + y z}, \quad \text{d. h.} \quad x + y + z = x z \cdot y z$$

oder

$$x \cdot y + z = (x + z)\,(y + z),$$

also das zweite distributive Gesetz.

d) Der Entwurf von Kontaktschaltungen

Das größte Anwendungsgebiet hat die Algebra für Kontaktschaltungen zweifellos in der Relaisschalttechnik. Man ist bisher beim Entwerfen von Relaisschaltungen mit vorgegebener Arbeitsweise auf Scharfsinn, Kombinationsgabe und Erfahrung angewiesen. Erwünscht wäre ein Verfahren, das aus den gegebenen Anforderungen die einfachste Schaltung zwangsläufig entwickelt, wenn auch vielleicht nicht auf dem kürzesten, so doch auf einem sicheren Wege. Wie schon eingangs erwähnt, ist ein solches Verfahren aber bisher noch nicht aufgefunden worden. Nur in einfachen Fällen, vor allem bei Eintaktschaltungen, in denen alle Relais gleichzeitig arbeiten, kann man sich der Kontakt-Algebra mit Vorteil bedienen. Bei den Mehrtaktschaltungen muß die Anzahl der notwendigen Hilfsrelais und der Arbeitsplan der Relais auf andere Weise gefunden werden; erst danach kann die Algebra angewendet werden, doch lohnt es sich dann meist nicht mehr. Hier muß also die Entwicklung noch weiter fortgesetzt werden.

Wie der Entwurf einer Eintaktschaltung mit Hilfe der Algebra vor sich geht, soll das folgende Beispiel zeigen. Ein Relais X soll Strom bekommen, wenn von drei anderen Relais A, B, C entweder A allein oder B allein oder alle drei gleichzeitig anziehen. In allen anderen Fällen soll X keinen Strom bekommen. Es ist also eine Schaltung aus den Kontakten a, b, c der Relais A, B, C gesucht, die einen Kurzschluß darstellt, wenn X erregt werden soll, sonst eine Unterbrechung. Mit dieser Schaltung in Reihe wird X an die Stromquelle gelegt. Eine derartige Schaltung erhält man nun offenbar, wenn man für jeden Kurzschlußfall einen besonderen Strompfad vorsieht und alle diese Strompfade parallel schaltet. Ihre Strukturformel lautet also, wenn wir

unter a, b, c Schließ- (Arbeits-) Kontakte und unter $\bar{a}$, $\bar{b}$, c Trenn- (Ruhe-) Kontakte verstehen:

$$F = a\bar{b}\bar{c} + \bar{a}bc + abc = a(bc + \bar{b}c) + \bar{a}bc. \quad (13)$$

Diese Formel wird durch die linke Schaltung in Bild 8 realisiert. Man kann die Schaltung noch vereinfachen, indem man die Punkte 1 und 2 miteinander verbindet und dafür den rechten Kontakt $\bar{c}$ wegläßt. Ein Verbinden zweier Punkte der Schaltung ist aber nur erlaubt, wenn dadurch keine zusätzlichen Strompfade geschaffen werden. In unserem Fall wäre der Weg 01234 ein zusätzlicher Strompfad, wenn sich nicht auf ihm die Reihenschaltung von b und $\bar{b}$ befände, so daß er ständig unterbrochen ist und mithin zu keinen Störungen Veranlassung gibt.

Durch die Vereinigung der Punkte 1 und 2 ist eine Brücke in der Schaltung entstanden. Durch den Einbau von Brücken kann man häufig Kontakte in einer Schaltung sparen. Leider läßt uns hierbei die Algebra im Stich. Aus der Strukturformel folgt zunächst stets eine reine Reihen-Parallelschaltung. Die Herausarbeitung möglicher Brückenzweige aus der Strukturformel erfordert sehr umständliche Überlegungen, die leichter und anschaulicher direkt an der Schaltung ausgeführt werden können. Hier muß also unser Kalkül noch verbessert werden.

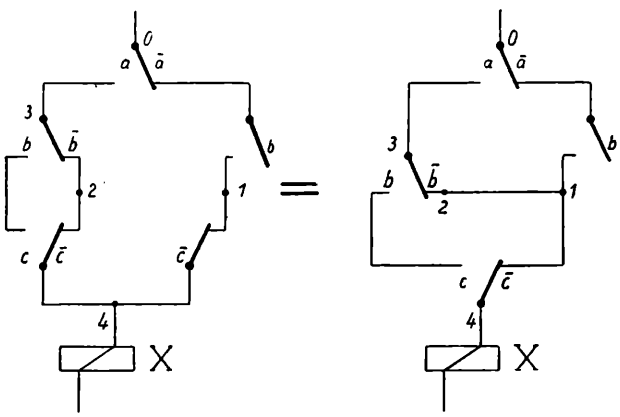


Bild 8. Beispiel einer Eintaktschaltung

Wir haben den Entwurf der Schaltung von Bild 8 nach den Bedingungen des Ansprechens des Relais X durchgeführt. Wir können ihn auch nach den Bedingungen des Nicht-Ansprechens durchführen, indem wir dafür sorgen, daß in allen Fällen, in denen X nicht ansprechen soll, alle Strompfade unterbrochen sind. Dies erreichen wir, indem wir für jeden solchen Fall eine Parallelschaltung von lauter geöffneten Kontakten vorsehen. Diese verschiedenen Parallelschaltungen werden dann in Reihe mit dem Relais X gelegt. In unserem Beispiel soll X keinen Strom bekommen, wenn keines der drei Relais A, B, C oder nur C allein oder je zwei zugleich anziehen. Das ergibt die Strukturformel:

$$F = (a+b+c)\,(a+b+c)\,(a+\bar{b}+c)\,(a+b+\bar{c})\,(a+\bar{b}+c).$$

Um diese Formel zu vereinfachen, heben wir nach dem zweiten distributiven Gesetz das c aus dem ersten und dritten und das c aus dem zweiten, vierten und fünften Faktor heraus:

$$F = [\underbrace{(a+b)\,(a+\bar{b})}_{a\bar{b}+\bar{b}a} + c]\,[\underbrace{(a+b)\,(\bar{a}+b)}_{aa+b=b}\,(a+\bar{b})+c].$$

Nach Ausmultiplizieren der Klammern erhält man nun:

$$F = abc + (ab + \bar{a}\bar{b})\,c.$$

Das Ergebnis ist identisch mit der Strukturformel (13). Wir bekommen also auch über die Bedingungen des Nicht-Ansprechens die gleiche Schaltung. Welchen Weg man zu ihrer Ableitung einschlagen wird, hängt im allgemeinen davon ab, welche Bedingungen einfacher und kürzer zu formulieren sind, die des Ansprechens oder die des Nicht-Ansprechens.

3. Gemischte Schaltungen

Es sollen nun elektrische Schaltungen betrachtet werden, die aus gewöhnlichen Widerständen *und* ein- und ausschaltbaren Kontakten aufgebaut sind. Für eine bestimmte Stellung der Kontakte kann eine solche Schaltung in der gewohnten Weise berechnet werden, da ein offener Kontakt einfach eine Unterbrechung (Leitwert 0) und ein geschlossener Kontakt einen Kurzschluß (Leitwert ∞) darstellt. Es sollen jedoch Formeln aufgestellt werden, die für alle möglichen Stellungen der Kontakte gelten. Dies geschieht auf folgende Weise:

Wir können den Leitwert eines Kontaktes, beispielsweise des Kontaktes x, durch xS darstellen, wenn S eine nach Unendlich strebende Hilfsgröße ist und festgesetzt wird, daß für $x = 0$ stets auch $xS = 0$ sei. Bei einer Unterbrechung, d. h. für $x = 0$, ergibt sich dann richtig der Leitwert Null, während für $x = 1$ der Leitwert unendlich groß wird, was damit übereinstimmt, daß $x = 1$ einen Kurzschluß bedeutet. Ersetzt man nun in der zu untersuchenden Schaltung alle Kontakte $x, y, \ldots, \bar{x}, \bar{y}, \ldots$ durch die Leitwerte $xS, yS, \ldots, \bar{x}S, \bar{y}S, \ldots$, wobei S überall das gleiche ist, dann kann die Berechnung der Schaltung in der gewohnten Weise durchgeführt werden. Das Ergebnis wird eine Funktion der Kontaktsymbole $x, y, \ldots$, von S und den in der Schaltung vorkommenden gewöhnlichen Leitwerten $\mathfrak{G}_1, \mathfrak{G}_2, \ldots$ sein. Diese Funktion $f(x, y, \ldots; S; \mathfrak{G}_1, \mathfrak{G}_2, \ldots)$ umfaßt die Formeln für alle Aspekte der Schaltung, d. h. für alle den verschiedenen Kontaktstellungen entsprechenden Schaltungen. Die gegebenenfalls auch vorkommenden Symbole $\bar{x}, \bar{y}, \ldots$ brauchen nicht besonders als Argument aufgeführt zu werden, da sie mit $x, y, \ldots$ gekoppelt sind. Die Spezialisierung auf eine bestimmte Stellung der Kontakte erfolgt, indem man die Kontaktsymbole entsprechend durch 0 und 1 ersetzt und dann $S \to \infty$ gehen läßt.

Es gilt

$$\frac{1}{\bar{x}S} = xS, \quad (14)$$

wie man sofort einsieht, wenn man x die beiden Werte 0 und 1 erteilt und die über S getroffenen Voraussetzungen beachtet. Der Widerstand des Kontaktes x ist also $\bar{x}S$. Will man nicht mit Leitwerten, sondern mit Widerständen rechnen, dann hat man demnach an Stelle der Kontakte $x, y, \ldots, \bar{x}, \bar{y}, \ldots$ die Widerstände $\bar{x}S, \bar{y}S, \ldots, xS, yS, \ldots$ einzusetzen. Ein einfaches Beispiel soll den Gang der Berechnung erläutern. Bei dem in Bild 9 dargestellten Vierpol sei der Eingangswiderstand $\mathfrak{R}_K$ bei Kurzschluß der Ausgangsklemmen zu berechnen. Denkt man sich an Stelle der Kontakte x, x und y die Widerstände $\bar{x}S$, xS und $\bar{y}S$, dann erhält man bei Beachtung von Gl. (14):

$$\mathfrak{R}_K = \frac{1}{\frac{1}{\mathfrak{R}_1 + \bar{x}S} + \frac{1}{\mathfrak{R}_3 + \bar{y}S + \frac{1}{\mathfrak{R}_2 + xS}}} = \frac{\mathfrak{R}_1}{1 + \bar{x}S \cdot \mathfrak{R}_1} + \frac{\mathfrak{R}_2\,(\mathfrak{R}_3 + \bar{y}S)}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \bar{y}S + xS \cdot \mathfrak{R}_2\,(\mathfrak{R}_3 + \bar{y}S)}. \quad (15)$$

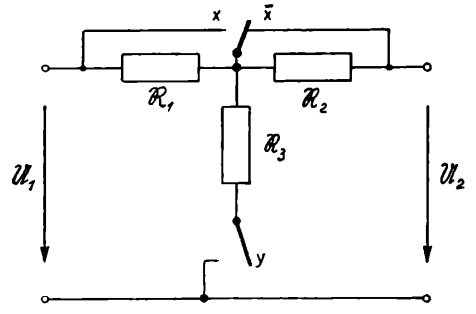


Bild 9. Beispiel einer gemischten Schaltung

Die beiden Kontakte x und y können insgesamt vier verschiedene Stellungen einnehmen; demnach umfaßt Bild 9 und Formel (15) vier verschiedene Aspekte:

1. $x = 1\,(\bar{x} = 0)$, $y = 1\,(\bar{y} = 0)$ (beide Kontakte betätigt):

$$\Re_K^{(1)} = \left[\frac{\Re_1}{1 + S\Re_1} + \frac{\Re_2\Re_3}{\Re_2 + \Re_3}\right]_{S\to\infty} = \frac{\Re_2\Re_3}{\Re_2 + \Re_3};$$

2. $x = 1\,(\bar{x} = 0)$, $y = 0\,(\bar{y} = 1)$ (nur Kontakt x betätigt):

$$\Re_K^{(2)} = \left[\frac{\Re_1}{1 + S\Re_1} + \frac{\Re_2\,(\Re_3 + S)}{\Re_2 + \Re_3 + S}\right]_{S\to\infty} = \Re_2;$$

3. $x = 0\,(\bar{x} = 1)$, $y = 1\,(\bar{y} = 0)$ (nur Kontakt y betätigt):

$$\Re_K^{(3)} = \left[\Re_1 + \frac{\Re_2\Re_3}{\Re_2 + \Re_3 + S\cdot\Re_2\Re_3}\right]_{S\to\infty} = \Re_1;$$

4. $x = 0\,(\bar{x} = 1)$, $y = 0\,(\bar{y} = 1)$ (Stellung der Kontakte wie in Bild 9):

$$\Re_K^{(4)} = \left[\Re_1 + \frac{\Re_2\,(\Re_3 + S)}{\Re_2 + \Re_3 + S + S\Re_2\,(\Re_3 + S)}\right]_{S\to\infty} = \Re_1.$$

Diese vier Aspekte kommen am deutlichsten in folgender Darstellung zum Ausdruck:

$$\Re_K = xy\,\Re_K^{(1)} + x\bar{y}\,\Re_K^{(2)} + \bar{x}y\,\Re_K^{(3)} + \bar{x}\bar{y}.\Re_K^{(4)} =$$

$$= xy\,\frac{\Re_2\Re_3}{\Re_2 + \Re_3} + x\bar{y}\,\Re_2 + \bar{x}y\,\Re_1 + \bar{x}\bar{y}\,\Re_1. \qquad (16)$$

Von der Richtigkeit dieser Darstellung kann man sich leicht überzeugen, indem man x und y alle möglichen Kombinationen der Werte 0 und 1 annehmen läßt. Derartige Entwicklungen sind immer möglich. So gilt offenbar

$$\left.\begin{aligned} f(x; S; \Re_1, \Re_2, \ldots) &= xf(1; S; \Re_1, \Re_2, \ldots)_{S\to\infty} \\ &+ \bar{x}f(0; S; \Re_1, \Re_2, \ldots)_{S\to\infty} \end{aligned}\right\} \qquad (17)$$

und

$$\left.\begin{aligned} f(x, y; S; \Re_1, \Re_2, \ldots) &= xyf(1,1; S; \Re_1, \Re_2, \ldots)_{S\to\infty} \\ &+ x\bar{y}f(1,0; S; \Re_1, \Re_2, \ldots)_{S\to\infty} \\ &+ \bar{x}yf(0,1; S; \Re_1, \Re_2, \ldots)_{S\to\infty} \\ &+ \bar{x}\bar{y}f(0,0; S; \Re_1, \Re_2, \ldots)_{S\to\infty} \end{aligned}\right\} \qquad (18)$$

Bei n voneinander unabhängigen Kontakten besteht die Entwicklung aus 2^n analog gebauten Summanden; jeder von ihnen entspricht einer bestimmten Stellung der Kontakte, einem bestimmten Aspekt der Schaltung. Man sieht die Richtigkeit dieser Entwicklungen leicht ein, wenn man bedenkt, daß $x, y, \ldots$ nur die beiden Werte 0 und 1 annehmen können. Die Formeln (17) und (18) gelten übrigens auch, wenn f nur von Kontaktsymbolen abhängt, also bei reinen Kontaktschaltungen (vgl. Abschn. 3 der Formelsammlung im Anhang).

Die Einführung von Leitwerten (oder Widerständen) an Stelle der Kontakte ermöglicht also die Berechnung der Schaltung nach den Methoden und Formeln der gewöhnlichen Netzwerk- und Vierpoltheorie. Dies soll am Beispiel von Bild 9 noch ausführlicher gezeigt werden. Wir wollen die Widerstandsmatrix $\mathbf{Z}$ des Vierpols aufstellen. Mit Berücksichtigung von Gl. (17) erhalten wir für die Leerlaufwiderstände:

$$\mathfrak{Z}_{11} = \frac{xS\cdot\Re_1}{xS + \Re_1} + \bar{y}S + \Re_3 = x\Re_1 + \bar{y}S + \Re_3,$$

$$\mathfrak{Z}_{22} = \frac{xS\cdot\Re_2}{xS + \Re_2} + \bar{y}S + \Re_3 = x\Re_2 + \bar{y}S + \Re_3,$$

$$\mathfrak{Z}_{12} = \mathfrak{Z}_{21} = \bar{y}S + \Re_3.$$

Also lautet die Widerstandsmatrix

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} x\Re_1 + \bar{y}S + \Re_3, & \bar{y}S + \Re_3 \\ yS + \Re_3, & x\Re_2 + \bar{y}S + \Re_3 \end{pmatrix}.$$

Ihre Determinante gibt das Quadrat des mittleren Wellenwiderstandes $\mathfrak{W}$ an:

$$\mathfrak{W}^2 = |\mathbf{Z}| = (x\Re_1 + \bar{y}S + \Re_3)(x\Re_2 + \bar{y}S + \Re_3) - (\bar{y}S + \Re_3)^2$$

$$= \underbrace{x\bar{x}}_{0}\Re_1\Re_2 + (\bar{y}S + \Re_3)(x\Re_2 + x\Re_1) + (\bar{y}S + \Re_3)^2 - (\bar{y}S + \Re_3)^2 =$$

$$= (\bar{y}S + \Re_3)(x\Re_2 + \bar{x}\Re_1).$$

Schließlich berechnen wir zum Abschluß noch das Spannungsübersetzungsverhältnis bei sekundärem Leerlauf:

$$\left(\frac{U_2}{U_1}\right)_{\mathfrak{J}_2 = 0} = \frac{\mathfrak{Z}_{21}}{\mathfrak{Z}_{11}} = \frac{\bar{y}S + \Re_3}{x\Re_1 + \bar{y}S + \Re_3} =$$

$$= xy\cdot 1 + x\bar{y}\cdot 1 + \bar{x}y\,\frac{\Re_3}{\Re_1 + \Re_3} + \bar{x}\bar{y}\cdot 1.$$

Eine Spannungsteilung findet also nur für $x = 0$, $y = 1$ statt.

Dies war zwar nur ein primitives Beispiel, doch kann man an ihm erkennen, wie man bei der Berechnung von solchen gemischten Schaltungen vorzugehen hat.

Anhang

Die wichtigsten Formeln der Algebra für Kontaktschaltungen

Man beachte, daß man aus jeder Formel durch Inversion beider Seiten (vgl. Abschn. 2 c) eine ebenfalls richtige Formel erhält. Kommen in der Formel nur Kontaktsymbole und keine Konstanten 0 oder 1 vor, dann bekommt man schon bei durchgängiger Vertauschung von Multiplikation und Addition eine ebenfalls richtige Formel; der zur vollständigen Inversion noch fehlende Übergang zu den inversen Kontakten kann als Substitution aufgefaßt werden.

In den Formeln kann jeder einfache Kontakt auch durch eine Kontaktgruppe ersetzt werden.

1. Die Grundgesetze

a) Das kommutative Gesetz

$$x + y = y + x$$
$$xy = yx$$

b) Das assoziative Gesetz

$$(x + y) + z = x + (y + z) = x + y + z$$
$$(xy)\,z = x\,(yz) = xyz$$

c) Die distributiven Gesetze

$$(x + y)\,z = xz + yz$$
$$xy + z = (x + z)\,(y + z)$$

d) Die Inversionsgesetze

$$\bar{x} + \bar{y} = \bar{x}\bar{y}$$
$$\bar{x}\bar{y} = x + \bar{y}$$

e) Die Null und die Eins

$$\bar{0} = 1, \quad \bar{1} = 0$$

$$x + 0 = x \qquad x + 1 = 1$$

$$x \cdot 1 = x \qquad x \cdot 0 = 0$$

$$x + x = 1$$

$$x\bar{x} = 0$$

2. Umwandlungsformeln

$$x \cdot x \cdot x \ldots = x$$
$$x + x + x + \ldots = x$$

$$x + xy + xz + xw + \ldots = x$$
$$x(x + y)(x + z)(x + w)\ldots = x$$

$$x + \bar{x}y + \bar{x}\bar{y}z + x\bar{y}\bar{z}w + \ldots = x + y + z + w + \ldots$$
$$x(x + y)(\bar{x} + \bar{y} + z)(x + y + \bar{z} + w)\ldots = xyzw\ldots$$

$$xf(x, y, z, \ldots, w) = xf(1, y, z, \ldots, w)$$
$$x + f(x, y, z, \ldots, w) = x + f(0, y, z, \ldots, w)$$
$$\bar{x}f(x, y, z, \ldots, w) = \bar{x}f(0, y, z, \ldots, w)$$
$$\bar{x} + f(x, y, z, \ldots, w) = \bar{x} + f(1, y, z, \ldots, w)$$

$$ax + \bar{a}y + xy = ax + ay = (x + \bar{a})(y + a)$$
$$(a + x)(\bar{a} + y)(x + y) = (a + x)(a + y) = ax + ay$$

$$(ax + by)(z + a\bar{b}u) = (ax + by)(z + \bar{b}u)$$

(dieses a kann weggelassen werden)

$$(x_1 + x_2)(x_1 + x_3)(x_2 + x_3) = x_1x_2 + x_1x_3 + x_2x_3,$$
$$(x_1 + x_2)(x_1 + x_3)(x_1 + x_4)(x_2 + x_3)(x_2 + x_4)(x_3 + x_4) =$$
$$= x_1x_2x_3 + x_1x_2x_4 + x_1x_3x_4 + x_2x_3x_4,$$
$$(x_1 + x_2 + x_3)(x_1 + x_2 + x_4)(x_1 + x_3 + x_4)(x_2 + x_3 + x_4) =$$
$$= x_1x_2 + x_1x_3 + x_1x_4 + x_2x_3 + x_2x_4 + x_3x_4.$$

3. Entwicklungsformeln

$$f(x_1, x_2, \ldots, x_n) = x_1 f(1, x_2, \ldots, x_n) + \bar{x}_1 f(0, x_2, \ldots, x_n)$$

$$f(x_1, x_2, \ldots, x_n) = x_1x_2 f(1, 1, x_3, \ldots, x_n) + x_1\bar{x}_2 f(1, 0, x_3, \ldots, x_n) + \bar{x}_1x_2 f(0, 1, x_3, \ldots, x_n) + \bar{x}_1\bar{x}_2 f(0, 0, x_3, \ldots, x_n)$$

usw. bis

$$f(x_1, x_2, \ldots, x_n) = x_1x_2 \ldots x_n f(1, 1, \ldots, 1) + \bar{x}_1x_2 \ldots x_n f(0, 1, \ldots, 1) + x_1\bar{x}_2 \ldots x_n f(1, 0, 1, \ldots, 1) + \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots + \bar{x}_1\bar{x}_2 \ldots \bar{x}_n f(0, 0, \ldots 0).$$

Schrifttumsverzeichnis

[1] *Cl. E. Shannon*, A Symbolic Analysis of Relay and Switching Circuits. Trans. Am. Inst. El. Eng. 57 (1938), S. 713.

[2] *H. Piesch*, Begriffe der allgemeinen Schaltungstechnik. Arch. f. Elektrot. 33 (1939), S. 672.

[3] *H. Piesch*, Uber die Vereinfachung von allgemeinen Schaltungen. Arch. f. Elektrot. 33 (1939), S. 733.

[4] *O. Plechl* und *A. Duschek*, Grundzüge einer Algebra der elektrischen Schaltungen. Öster. Ing.-Archiv 1 (1946), S. 203.

[5] *O. Plechl*, Zur Ermittlung elektrischer Kontaktschaltungen. Elektrot. u. Maschinenbau 63 (1946), S. 34.

[6] *G. A. Montgomerie*, Sketch for an Algebra of Relay and Contactor Circuits. JIEE 95 (Part II) (1948), S. 355, und 95 (Part III) (1948), S. 303.

[7] *M. A. Gawrilow*, Relaisschalttechnik. Verlag Technik, Berlin 1953 (aus dem Russischen übersetzt, Moskau 1950).

[8] *J. Shekel*, Sketch for an Algebra of Switchable Networks. PIRE 41 (1953), S. 913.

[9] *W. Klein*, Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, I. Band (Herausgeber C. Rint). Berlin 1952, S. 175—177.

[10] *R. Feldtkeller*, Duale Schaltungen der Nachrichtentechnik. Fernmeldetechnische Lehrhefte Nr. 4. Georg Siemens Verlagsbuchhandlung, Berlin 1948.

Physikalische Möglichkeiten zur Prüfung der Chrom-Arsen-Tränkung von Masten.

Von **Wilhelm Reusse** und **Richard Zaubitzer,** Darmstadt.

Fernmeldetechnisches Zentralamt.

Einleitung. — Röntgenologische Untersuchung. — Getracerte Tränklösung: Allgemeines. — Untersuchung mit Miniaturzählrohr im Holzinnern. — Aktivierung von voll getränkten Holzproben. — Zusammenfassung.

Einleitung.

Der nächstliegende und direkte Weg zur Untersuchung der Schutzwirkung einer Chrom-Arsen-Tränkung von Hölzern, speziell von Masten, ist die mykologische Prüfung. Da jedoch bekannt ist, welche Mindestmengen an Tränkstoffen erforderlich sind, um das Holz gegen den Angriff der verschiedenen Schädlinge zu sichern[1], ist eine entsprechende quantitativ-chemische Prüfung der mykologischen äquivalent. Beide Methoden sind jedoch dadurch gekennzeichnet, daß sie zeitraubend sind und ziemlich umständliche Maßnahmen im Laboratorium erfordern. Sie eignen sich daher wenig oder gar nicht für Stichprobenuntersuchungen an frisch getränkten oder schon länger in der Linie stehenden Masten.

Die folgende Untersuchung, die noch weiter fortgesetzt werden soll, wurde angesetzt, um zu prüfen, ob und bis zu welchem Grad physikalische Verfahren, wie sie die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung entwickelt hat, auf die vorliegende Fragestellung anzuwenden sind. Dabei sollen Röntgen- und Isotopentechnik nacheinander diskutiert werden.

Röntgenologische Untersuchung.

O. Peter[2] hat gezeigt, daß man die Sublimateindringung bei Masten an Holzscheiben von 12 mm Dicke qualitativ und nach Photometrierung auch quantitativ durch Röntgenaufnahmen verfolgen kann. Aus längeren Mastabschnitten, die nach den Vorschriften der Bundespost im offenen Trog getränkt waren, wurden Scheiben herausgeschnitten und mit 35 kV, 10 mA geröntgt. Die Aufnahmen lassen deutlich die Jahresringe erkennen, aber auch den schmalen Saum imprägnierten Holzes, der die Eindringung des Sublimates an der Stammperipherie zeigt.

Gegenüber der Sublimattränkung besitzt die Imprägnierung mit Chromarsenlösung eine erheblich größere wirtschaftliche Bedeutung, und es erschien daher wünschenswert, entsprechende Röntgenbilder von Chrom-Arsen-getränkten Hölzern aufzunehmen.

Bild 1 zeigt das Röntgenpositiv einer Fichtenscheibe von 15 mm Dicke, die aus einem Stammabschnitt herausgeschnitten wurde, der gemäß FTZ-Norm mit Chrom-Arsen-haltiger Salzlösung im offenen Trog getränkt war. Während bei diesem Bild die ungleichmäßige Verteilung des Tränkmittels, deren Ursachen hier nicht weiter untersucht werden sollen, deutlich in Erscheinung tritt, zeigt

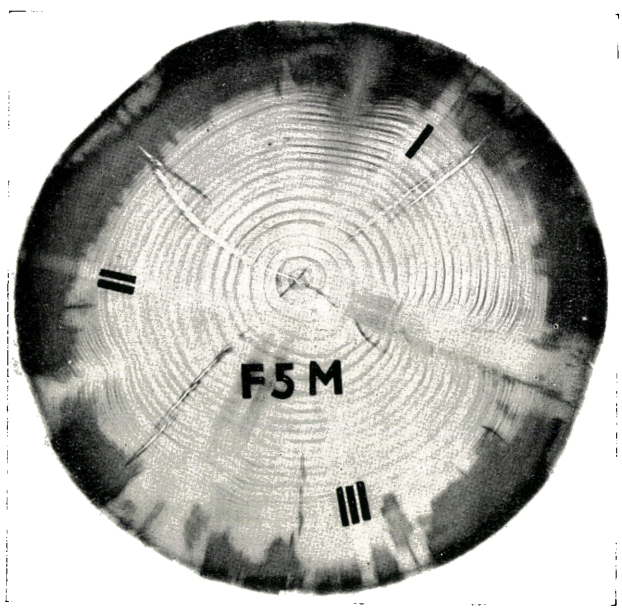


Bild 1. Röntgenbild einer mit Tränklösung nach der Bundespostvorschrift RPZ (X) 42612/10 vom August 1952 getränkten Holzscheibe (Fichte), nach 12tägiger Kalttränkung. Daten der Röntgenaufnahme: 35 kV — 10 mA — 56 s.

eine unter gleichen radiologischen Bedingungen von einer anderen Scheibe hergestellte Röntgenaufnahme ein gleichmäßiges Bild (Bild 2). Es handelt sich hier um eine Scheibe aus einem nach dem Saftverdrängungsverfahren getränkten Mast. Man sieht deutlich, daß das Tränkmittel in diesem Fall ohne Aussparungen über das gesamte Volumen des Stammes bis an das Reifholz heran vorgedrungen ist.

Die Aufnahmen zeigen, daß man auf röntgenologischem Wege gut erkennbare Anhaltspunkte über die Gleichmäßigkeit der Tränkstoffverteilung gewinnen kann. Die

[1] Mahlke-Troschel-Liese, Handbuch der Holzkonservierung, 3. Aufl., Berlin/Göttingen/Heidelberg 1950, Springer-Verlag, S. 550.

[2] Peter, O.: Holz als Roh- und Werkstoff, Bd. 11 (1955), S. 50.

Bild 2. Röntgenbild einer nach FTZ-Norm RPZ (X) 42612/4 vom Februar 1952 im Tränkverfahren behandelten, 10 mm dicken Holzscheibe (Kiefer). Daten der Röntgenaufnahme: 35 kV — 10 mA — 1 min.

Kontrastwiedergabe kann möglicherweise durch weichere Strahlen noch verbessert werden. Die quantitative Auswertung jedoch mit dem Ziel einer Bestimmung des Gehaltes der einzelnen Holzteile an Chrom und Arsen bereitet Schwierigkeiten. Diese sind im vorliegenden Fall größer als bei der Kyanisierung. Quecksilber mit der Ordnungszahl 80 gibt natürlich kräftigere Kontraste im Röntgenbild als Arsen oder Chrom mit den Ordnungszahlen 33 bzw. 24. Gegenüber den holzeigenen Absorptionsschwankungen, wie sie allein schon in den Jahresringen sichtbar werden, heben sich die vom Tränkmittel zusätzlich verursachten infolgedessen weniger deutlich im Röntgenbild ab, als dies bei kyanisierten Scheiben möglich ist.

Es wurde daher von einer quantitativen Auswertung durch Photometrierung der Röntgenaufnahmen abgesehen. Dagegen wurden Versuchsreihen mit radioaktiv getracerter Chrom-Arsen-Lösung angestellt.

Getracerte Tränklösung[1].

Allgemeines.

Der Untersuchung sind folgende Überlegungen voranzustellen: Es ist bekannt, daß die Fluorkomponente des Salzgemisches bei Fichtenmasten durchschnittlich ebenso tief eindringt wie das Arsen-Chrom-Gemisch, daß die Einwanderung des F in Kiefernholz dagegen weitergeht. Chrom und Arsen diffundieren in praktisch gemeinsamer Front in das Holz hinein. Das lassen die bekannten Färbungsbilder mit dem Zirkon-Alizarin-Reagens erkennen. Sie zeigen die charakteristische Färbung bis zur 0,2%-Grenze der Fluorid-Eindringung, die deutlich gegenüber der zumeist durch die natürliche Grünfärbung gekennzeichneten Chrom-Arsen-Grenze in Eindringrichtung verlagert ist. In zahlreichen technisch und wirtschaftlich interessanten Fällen ist diese Grenze nicht klar erkennbar, keinesfalls aber vermitteln Beobachtungen dieser Art quantitative Angaben. Das gilt auch für die zum Cr- und As-Nachweis entwickelten Farbreaktionen[2].

[1] Eine „getracerte" Substanz enthält eine in ihr enthaltene Atomart in radioaktiver Form. Eine getracerte Kochsalzlösung enthält z. B. einen Teil der Natriumatome als radioaktive Atome.

[2] Vgl. unter (1), S. 574.

In der bereits zitierten Arbeit von O. Peter ist ein Verfahren mit getracerter Quecksilberchlorid-Lösung geprüft worden, das in Anspruch nehmen kann, bei relativ geringem Aufwand und bequemer Meßtechnik schnell auswertbare Resultate zu geben. Bezüglich der methodischen Einzelheiten und der Ergebnisse wird auf die Originalarbeit verwiesen.

Eine weitere Veröffentlichung zu diesem Thema wurde in den Bell-Laboratories-Record 1950[3] mitgeteilt. Hier wurde zwar kein spezifisches Holzschutzmittel, sondern eine getracerte Strontiumchloridlösung (^{89}Sr, ^{90}Sr) in Holzproben eingeführt und durch Radioautographien und Messungen mit dem Geigerzähler gezeigt, daß, wie auch die Untersuchungen von O. Peter gezeigt haben, die Tracertechnik in sinngemäßer Anwendung eine in der Holzschutztechnik leicht zu handhabende Arbeitsmethode darstellt.

Im Fall des Chrom-Arsen-Gemisches ergeben sich, wie eine Überlegung zeigt, folgende Möglichkeiten einer Tracerung, wenn man sich ausschließlich auf eine Aktivierung durch Neutronen im Atommeiler beschränkt:

Bei der Behandlung des Arseniates mit Neutronen wird das stabile Isotop $^{75}_{33}As$, aus dem das natürlich vorkommende Arsen 100%ig besteht, in das instabile Isotop $^{76}_{33}As$ übergeführt. Dieses zerfällt unter Abgabe von β- und γ-Strahlen in das stabile, also strahlungslose Isotop $^{76}_{33}Se$. Die Emission des $^{76}_{33}As$ besteht aus β-Teilchen von 3,14; 2,49 und 1,29 MeV sowie aus γ-Quanten von 2,15; 1,84; 1,25 und 0,75 MeV. Die Intensität der beiden härtesten γ-Komponenten ist sehr schwach, so daß im wesentlichen die beiden letztgenannten wirksam werden.

Der Wirkungsquerschnitt bei der Aktivierung des Arsens liegt relativ hoch (4,2 barns), so daß hohe spezifische Aktivitäten (mC/g) erzielt werden. Ungünstig hingegen ist die relativ kurze Halbwertszeit von 1,19 Tagen, da die Untersuchungen infolgedessen unverzüglich nach der Aktivierung durchgeführt werden müssen und längere Versuchsreihen unter der schnell abnehmenden Strahlungsintensität leiden.

Demgegenüber erhält man bei der Neutronenbestrahlung des Chromates das aktive Isotop $^{51}_{24}Cr$ mit einer Halbwertszeit von 26,5 Tagen. Die Strahlung, die dieses instabile Atom bei dem Übergang in das stabile $^{51}_{23}V$ emittiert, ist eine relativ weiche γ-Strahlung mit den Komponenten 0,33 und 0,237 MeV. Der für Traceruntersuchungen günstigen Halbwertszeit steht hier der geringere Wirkungsquerschnitt bei der Aktivierung im Pile gegenüber (0,50 barns). Infolgedesssen ist die zu erzielende spezifische Aktivität kleiner als im Fall des Arsens. Hinzu kommt, daß das stabile Ausgangsisotop $^{50}_{24}Cr$ nur zu 4,3% im natürlich vorkommenden Chrom enthalten ist und daß nur bei ca. 9% der Zerfälle die genannten γ-Quanten emittiert werden. Bei dem $^{51}_{24}Cr$ handelt es sich übrigens um einen sogenannten K-Strahler, er nimmt bei dem Zerfall ein Elektron aus der innersten Elektronenschale des Atoms, der K-Schale, auf und erleidet dabei die gleiche Umwandlung wie ein Positronenstrahler, d. h. seine Massenzahl 51 bleibt erhalten, die Kernladungszahl dagegen erniedrigt sich um 1. Es entsteht also der Kern $^{51}_{23}V$. Das in der K-Schale entstandene „Loch" wird durch ein Elektron aus der L-Schale ausgefüllt, und bei diesem Vorgang kommt es zur Emission der γ-Quanten.

Sowohl bei der Chromat- wie der Arseniatbestrahlung findet außerdem eine Aktivierung der in den jeweiligen Salzen vorliegenden Kationen Kalium und Natrium statt. Es entstehen $^{24}_{11}Na$ bzw. $^{42}_{19}K$ mit Halbwertszeiten von

[3] Bell Labor. Record, Juni 1950, S. 249.

15 bzw. 12 h. Diese geringen Halbwertszeiten eignen sich wenig zur Auswertung bei den geplanten Gehaltsbestimmungen.

Unter Würdigung der dargestellten Umstände wurden Versuchstränkungen von Stammabschnitten mit getracertem Chromat angesetzt. Die Abschnitte wurden mit Hirnabdichtungsmasse oder Cohesan an den Enden abgedichtet und in offenem Trog 10 Tage oder länger bei Zimmertemperatur getränkt.

Die Zusammensetzung der Tränklösung entsprach der Bundespost-Vorschrift RPZ (X) 42612/10 vom August 1952:

24 % Kaliumbifluorid,
30 % Kaliumbichromat,
31 % Dinatriumarseniat,
1 % Dinitrophenol,
14 % Kaliumkarbonat.

Die Gesamtmenge des gelösten $K_2Cr_2O_7$ in der Versuchslösung betrug 75 g, davon waren 1,58 g aktiviertes Material.

Bei den mit $^{51}_{24}Cr$ getränkten Holzproben gelten meßtechnisch andere Voraussetzungen als bei den mit aktivem Hg oder Sr getränkten. Wie oben bereits ausgeführt, ist das $^{51}_{24}Cr$ ein reiner γ-Strahler, während $^{203}_{80}Hg$, $^{89}_{38}Sr$ und $^{90}_{38}Sr$ β-Strahler sind. Dies bedeutet, daß bei der höheren Durchdringungsfähigkeit der γ-Quanten bei gegebener Strahlausblendung Strahlungsintensität aus einem größeren Volumen in das Nachweisgerät gelangt als bei β-Strahlern. Die Auflösung der Apparatur in bezug auf die Lokalisierung der räumlich verteilten strahlenden Atome ist daher schlechter.

Untersuchung mit Miniaturzählrohr im Holzinneren.

Man erkennt dies an Bild 3 in Verbindung mit Bild 1. Auf dem Röntgenpositiv (Bild 1) sieht man außer den durch eingedrungene Tränklösung verursachten Schatten zusätzlich bei I, II und III je eine von der Stammperipherie her radial in das Holz eingebrachte Bohrung von 6 mm Durchmesser als leichte Aufhellung. In diese Bohrung kann von außen her ein Miniaturzählrohr eingeführt werden, wie man es in der Medizin für Untersuchungen in Körperhohlräumen, z. B. Magen, Blase, Darm usw. verwendet.

Die Messungen wurden zu einem Zeitpunkt durchgeführt, als die Anfangsaktivität des Chroms auf ca. 6 % abgesunken war. In Bild 3 sind als Beispiel Meßergebnisse dargestellt, die durch Einführung des Zählrohres in die Bohrung II erhalten wurden. Die beiden anderen Bohrungen erbrachten prinzipiell ähnliche Befunde. Die Messungen wurden so durchgeführt, daß die Vorderkuppe des zylindrischen Zählrohres 5, 10, 15 ... 60 mm tief von der Peripherie aus eingeschoben und die jeweilige Impulszahl je min (I/min) ermittelt wurde.

Die Meßkurve *a* wurde an einem Stammabschnitt von 90 mm Länge gewonnen, die Meßkurve *b* an einer 15 mm dicken Scheibe aus der Mitte des Stammabschnittes, derselben Scheibe, die in Bild 1 als Röntgenbild dargestellt ist.

Betrachten wir zunächst die Kurve *a*. Man erkennt, daß die Impulszahl bei tieferem Eintauchen in das Holz zunächst ansteigt. Hier überlagert sich der zu erwartenden, von außen nach innen im wesentlichen abfallenden Kurve (vgl. unten Bild 5, 6) eine zunehmende Beaufschlagung des Zählrohres aus der ferneren Umgebung. Bei ca. 30 mm Tiefe erreicht das Zählrohr eine Stelle, bei der der Integralwert über alle ankommenden Quanten ein Maximum erreicht. Im weiteren Verlauf der Kurve überlagert sich der nunmehr im Mittel wohl als konstant anzusetzenden Einstrahlung aus zählrohrfernen Gebieten die abfallende Intensität der aus Zählrohrnähe eintreffenden γ-Strahlung. Der abnehmenden Tränkstoffmenge entspricht hier auch abfallende Impulszahl im Zählrohr.

Bei der dünneren Scheibe (Kurve *b*) tritt erwartungsgemäß ein kräftiger Abfall der Gesamtimpulszahl je Maßpunkt auf, da das einstrahlende Volumen jetzt kleiner geworden ist. Gleichzeitig verlagert sich, wie zu erwarten ist, das Maximum der von den zählrohrfernen Bereichen eingestrahlten Intensität nach geringerer Tiefenlage des Zählrohres im Holz. Auch die Relativhöhe des Maximums ist geringer geworden.

Stellt man danach die Frage nach der praktischen Verwertbarkeit dieser Meßmethode, so zeigen die beiden Kurven, daß verbindliche Resultate nur bei Verwendung sehr dünner Scheiben als Meßobjekte zu erwarten sind. Die Verfälschung der Messung durch Quanten aus entfernten Raumteilen des Holzes wird man zwar durch geeignete Bleiabschirmung des Zählrohres reduzieren können. Ohne ein rechnerisches Zwischenglied jedoch wird man die Zählrohrmessungen quantitativ nicht auswerten können, Ansätze hierzu finden sich in der medizinischen Fachliteratur[1]. Hier handelt es sich bei der Diagnose von bestimmten Organschäden durch Applikation von radioaktiven Tracergaben um Bestimmungen ähnlicher Art wie im vorliegenden Fall. Ein Beispiel ist die Verteilung des radioaktiven ^{131}J in der Schilddrüse.

Stark vereinfacht sich das Problem, wenn man mit einem β-strahlenden Isotop tracern kann. Infolge der geringen Reichweite der β-Strahlen, d. h. ihrer höheren Absorption im Holz, bringt Intensität aus größerer Entfernung vom Zähler (bei mittleren Härten oberhalb ca. 2 mm) diesen nicht mehr zum Ansprechen.

Zusammenfassend läßt sich zur Methode des in eine Bohrung eingeführten Zählrohres sagen, daß sie bei geeigneter praktischer Durchführung und rechnerischer Auswertung durchaus quantitative Ergebnisse liefern kann. In der Empfindlichkeit ist sie dem Röntgennachweis mit Sicherheit überlegen, sie erfordert jedoch eingehendere rechnerische Maßnahmen, die infolge von unvermeid-

[1] Z. B. Oddie, Brit. J. Radiol. Bd. 24 (1951), S. 333.

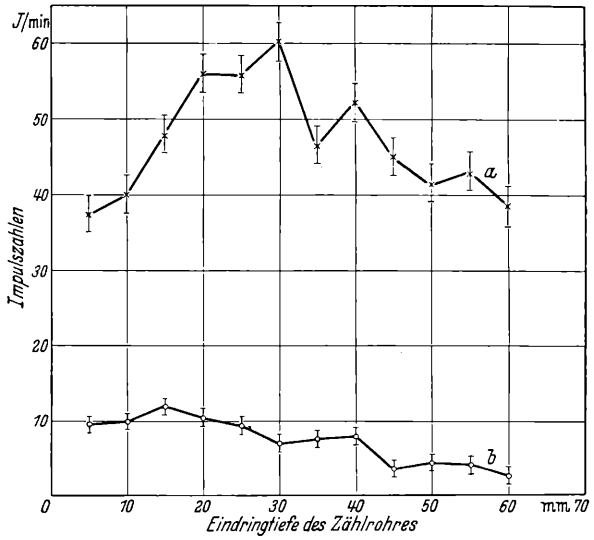


Bild 3. Abhängigkeit der Impulszahlen (je min) bei Einführung des Zählrohres in die Bohrung II der Stammscheibe nach Bild 1 von der Einführtiefe. Kurve *a*: Stammabschnitt von 90 mm Länge. Kurve *b*: 11 mm dicke Scheibe aus der Mitte desselben Stammabschnittes (Fichte).

lichen Vereinfachungen mit einer gewissen Unsicherheit behaftet sind.

Versuche mit zerspantem Holz.

Es wurde daher ein anderes Meßverfahren ausgebildet, das nahezu ohne rechnerische Maßnahmen unmittelbar Zahlenwerte für den Gehalt an Chromatomen gibt. Im allgemeinen wird es in der Praxis wünschenswert sein, die Verteilung des Tränkmittels über den Querschnitt des Mastes als Mittelwert zu bestimmen, und zwar fortschreitend vom Außenrand her in ringförmigen Zonen. Das Ziel ist dabei eine Meßkurve, die in Abhängigkeit von der Holztiefe den mittleren Gehalt je Volumeneinheit darstellt.

Dieses Ziel wurde meßtechnisch in folgender Weise erreicht: Aus dem mit der getracerten Lösung getränkten Mast wurde eine Scheibe von 15 mm Dicke ausgeschnitten. Auf dieser Scheibe wurde eine kreisrunde Blechplatte befestigt, deren Durchmesser ca. 5 mm kleiner war als der kleinste Originaldurchmesser des Stammes. Die überstehenden Holzteile wurden abgestochen und die Späne als Material für einen Meßpunkt gesammelt. Dann wurde auf die restliche nunmehr praktisch kreisrunde Holzscheibe eine zweite Metallplatte gelegt, deren Durchmesser wiederum 5 mm kleiner war als der der zuerst verwendeten Metallscheibe. Der überstehende Zylinderring von 2,5 mm Wanddicke wurde wiederum abgestochen, und die Späne wurden als Material für den zweiten Meßpunkt gesammelt. Durch Verwendung successive um je 5 mm im Durchmesser kleinerer Metallscheiben und nachfolgendes Abstechen der jeweils überstehenden Zylinderringe wurden weitere Chargen von Holzspänen gesammelt. Die Holzmenge je Charge nimmt monoton nach innen zu ab. Die je Charge gemessene Impulszahl, umgerechnet auf das von außen aus abnehmende Holzvolumen, gibt dann ein Maß für die in jedem Zylinderring vorhandene mittlere Konzentration an Chromat je Volumeneinheit.

Zur Messung der einzelnen Chargen wurde die in Bild 4 dargestellte Meßanordnung benutzt: Auf einer kreisförmigen Metallscheibe 1, die mit ca. 1 U/s durch einen Motor mit Getriebe gedreht wurde, war ein dickwandiger Glaszylinder 2 befestigt. Auf diesem Zylinder wurden zwei Zylinder 3 aus Pappe angebracht. Der eine schmiegt sich an die Innenwand, der andere an die Außenwand des Glaszylinders, und beide ragen nach oben frei über den Oberrand des Glaszylinders hinaus. Es entstand so ein zylindrisch geformter freier Hohlraum, der beiderseits von Pappe mit sehr schwacher Strahlungsabsorption begrenzt war, während der Oberrand des Glaszylinders als Boden dieses Hohlraumes diente. In diesem Hohlraum wurden die Holzspäne einer jeden Charge möglichst gleichmäßig verteilt.

In das Innere des rotierenden Glaszylinders ragte exzentrisch ein empfindliches Siebenfach-Zählrohr 4, dessen Lage zum rotierenden Zylinder bei allen Messungen konstant gehalten wurde. Die Impulse des Zählrohres wurden in der Registrierapparatur 5 gezählt, die gleichzeitig die regelbare Zählrohrspannung liefert.

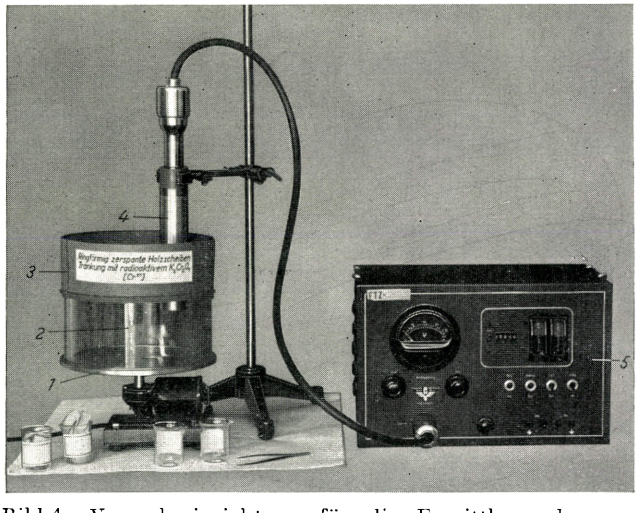


Bild 4. Versuchseinrichtung für die Ermittlung der von Spänen aus konzentrischen Zylindern emittierten Impulse des Zählrohres.

Durch die gleichmäßige Rotation des Meßgutes um das Zählrohr herum wird sichergestellt, daß dieses auf jeden Fall den Mittelwert des jeweiligen kreiszylindrischen Abstiches mißt. Das Volumen des äußersten Ringes wird allgemein infolge des unregelmäßigen Mastumfanges die Sollgröße über- oder unterschreiten, so daß der erste Meßpunkt der Kurve ohne eine nachträgliche exakte Volumenbestimmung keinen verbindlichen Meßwert darstellt. Bei unseren Messungen haben wir uns darauf beschränkt, Ringe gleicher Dicke abzustechen. Selbstverständlich kann man auch nach den einzelnen Jahresringen oder Teilen derselben (Frühholz, Spätholz!) abstechen und diese detailliert messen.

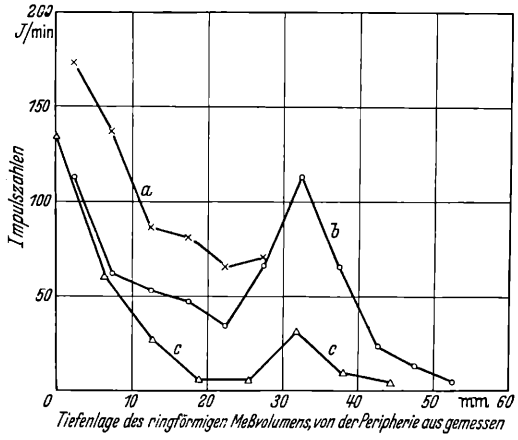


Bild 5. Anzahl der Impulse je min von der Einführtiefe des Zählrohres. Kurve *a*: Kiefernstammscheibe. Kurve *b*: Fichtenstammscheibe. Kurve *c*: Kurvenverlauf nach Messungen der Bell-Laboratorien.

Bild 5 zeigt zwei Meßbeispiele für eine Kiefern- (*a*) und eine Fichtenscheibe (*b*). Die Stammdurchmesser betrugen 145 bzw. 190 mm. Die Abszisse gibt die Tiefe von der Peripherie aus gerechnet. Die bei 7,5 mm Abszisse eingetragenen Meßpunkte stammen z. B. von dem Ring mit dem Außendurchmesser D_{st}-5 und dem Innendurchmesser D_{st}-10 mm, wobei D_{st} der jeweilige Stammdurchmesser ist. Entsprechendes gilt für die folgenden Meßpunkte.

Beide Meßkurven zeigen erwartungsgemäß Intensitätsabfall nach der Tiefe hin, bei einer gewissen Tiefe zeigt Kurve *b* jedoch einen erneuten Anstieg, Kurve *a* einen Ansatz dazu. Der gleiche Befund wurde übrigens bei den Messungen in den Bell-Laboratorien mit aktivem Sr gefunden und dort als eine Art Stauung der diffundierenden Lösung an der Kernholzgrenze gedeutet[1]. Die Meßkurve dieser Strontiummessung ist als Kurve *c* in Bild 5 eingetragen, und zwar mit willkürlichen Ordinaten, um ausschließlich den Gang der Meßwerte zu zeigen. Daß die Kurven *b* und *c* in gleicher Tiefe Maxima zeigen, dürfte einem Zufall zu verdanken sein.

Die Meßkurven *a* und *b*, die wir aus einer größeren Anzahl durchgeführter Messungen ausgewählt haben, lassen erkennen, daß hier ohne Zweifel eine sehr einfache, übersichtliche und schnell abzuwickelnde Meßmethode für die Bestimmung des Chromgehaltes von Hölzern gegeben ist. Die Eichung der Apparatur, d. h. die Zuordnung zwischen Impulszahl im Geigerzähler und Chrommenge, erfolgt sehr einfach durch Einbringen von Chargen mit bekannter Chromkonzentration in den Meßring.

[1] Eine entsprechende Angabe findet sich auch bei O. Peter (2).

Ähnliche Meßergebnisse wären im übrigen von einer Meßtechnik zu erwarten, bei der die einzelnen Chargen in fein verteilter Form, z. B. gemahlen, in eine Flüssigkeit geeigneter Dichte suspendiert und diese Aufschwemmung in einem Flüssigkeitszählrohr gemessen wird.

Aktivierung von vollgetränkten Holzproben.

Da bei der zuletzt beschriebenen Methode das Holz von vornherein mit einer getracerten Lösung getränkt werden muß, kommt ihre Anwendung speziell für wissenschaftliche Untersuchungen im Labormaßstab in Frage, da Versuchstränkungen größeren Ausmaßes aus Gefahrengründen (Strahlenschäden!) sowie auch wegen des mit der Tracerung großer Flüssigkeitsmengen verbundenen finanziellen Aufwandes undiskutabel sein dürften.

Unter Ausnutzung der damit gewonnenen Erfahrungen läßt sich jedoch eine Bestimmungsmethode angeben, die sich für Teste und Stichproben an normal getränkten frischen oder beliebig alten Hölzern bestens eignet, relativ geringe Unkosten bereitet und schnellstens quantitative Resultate liefert.

Wir sind dazu von der Frage ausgegangen, welche radiologischen Eigenschaften eine mit Chromarsenlösung getränkte Holzprobe zeigt, wenn man sie als Ganzes in einem Atommeiler einer Behandlung mit Neutronen unterzieht. Hierbei werden sämtliche in der Probe enthaltenen inaktiven Atome gleichmäßig von Neutronen getroffen, teilweise ändern sie dabei ihre Eigenschaften nicht, teilweise werden sie in radioaktive Isotope übergeführt, die sich unter Aussendung bestimmter Strahlen in inaktive Atome zurückverwandeln. Die dabei resultierende Aktivität ist um so größer, je größer der Wirkungsquerschnitt für die betreffende Neutronenreaktion ist[1]. Bei der Durchflutung der getränkten Holzprobe erhält man die in Tabelle 1 angegebenen aktiven Isotopen.

Tabelle 1. Halbwertszeiten und Energie der emittierten γ-Quanten und β-Teilchen verschiedener aktiver Isotope.

Aktives Isotop	Halbwertszeit	Energie der emittierten γ-Quanten in MeV	Energie der emittierten β-Teilchen in MeV
$^{51}_{24}$Cr	26,5 Tage	0,550; 0,257	—
$^{42}_{19}$K	12,4 h	1,51	3,58; 1,92
$^{24}_{11}$Na	14,8 h	2,758; 1,380	1,39
$^{76}_{33}$As	1,19 Tage	2,15; 1,84; 1,25; 0,57	3,14; 2,49; 1,29
$^{32}_{15}$P	14 Tage	—	1,712

Zunächst entstehen da die beiden kurzlebigen Isotopen $^{42}_{19}$K und $^{24}_{11}$Na, deren Aktivität schon 4—5 Tage nach der Aktivierung auf ca. 1 % abgefallen ist. Dies zeigt Tabelle 2, in der für die verschiedenen in Tabelle 1 genannten Isotopen angegeben ist, auf welchen Prozentsatz ihrer Anfangsintensität diese nach 1—6 Tagen abgeklungen sind. Da die vorliegende Untersuchung dem Chrom- und Arsennachweis gilt, wird man daher zweckmäßig vor deren Messung 4—5 Tage verstreichen lassen, so daß die K- und Na-Strahlung keinen nennenswerten Beitrag mehr zur Gesamtstrahlung der Holzprobe liefert.

Tabelle 2. Prozentualer Abfall der emittierten Strahlungsintensität der Isotope von Tabelle 1 in Abhängigkeit von der Anfangsenergie.

Aktives Isotop	Zeit nach der Aktivierung in Tagen 0	1	2	3	4	5	6
$^{51}_{24}$Cr	100	97,5	95	92,5	90	88	85,5
$^{32}_{15}$P	100	95	90,5	86	82	78	74
$^{76}_{33}$As	100	56	31	17	10	5,5	3
$^{24}_{11}$Na	100	32,5	11	3,5	1	<1	
$^{42}_{19}$K	100	26	7	2	<1		

[1] Tabellen dazu vgl. Mattauch-Flammersfeld, Isotopenbericht, Tübingen 1949.

Das aktive Phosphorisotop ist ein reiner β-Strahler, dessen Strahlung z. B. mit einem Kupferblech von ca. 1 mm Stärke abgeschirmt werden kann. Auch die β-Strahlung des Arsens kann auf gleiche Weise vom Geigerzähler abgeschirmt werden. Es bleibt dann ausschließlich die γ-Strahlung von $^{51}_{24}$Cr und $^{76}_{33}$As übrig.

Bild 6 zeigt zwei Meßkurven, die auf folgende Weise gewonnen wurden:

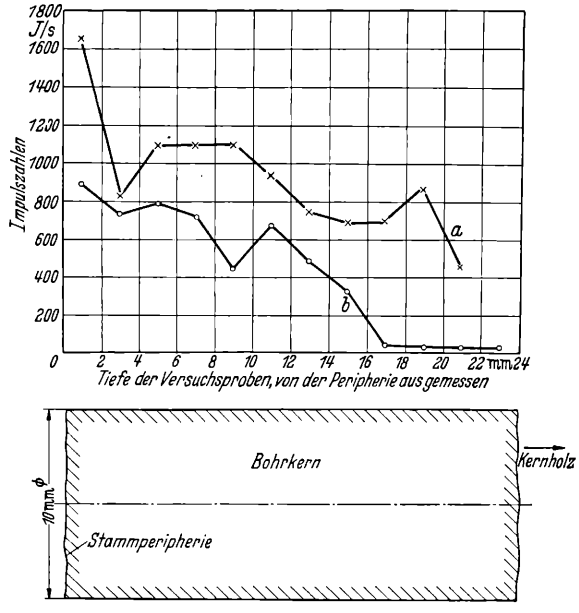


Bild 6. Aktivität von Abschnitten eines Bohrkerns (10 mm ⌀) in Abhängigkeit von der Lage der Abschnitte in der Stammscheibe. Kurve *a*: nach 12tägiger, Kurve *b*: nach 16tägiger Behandlung mit Neutronen.

Ein Bohrkern aus getränktem Holz von 10 mm Durchmesser wurde im Atommeiler eine Woche lang mit Neutronen behandelt. Am 12. (Kurve *a*) bzw. am 16. (Kurve *b*) Tag nach der Beendigung der Aktivierung wurden die wenig mehr als 20 mm langen Kerne in Scheiben von 2 mm Dicke gespalten und jede dieser Scheiben in einem für diese Untersuchungen speziell entwickelten Zählrohr auf ihre Aktivität untersucht. Die Probe wurde dazu in einen Messingzylinder von 1 mm Wanddicke und 20 mm lichter Weite gebracht, der mit 6 Zählrohren fest zu einer Einheit zusammengebaut ist. Die Zählrohre umgeben den Messingzylinder symmetrisch, sämtliche Zählrohrachsen sowie die Achse des die Probe aufnehmenden Messingzylinders verlaufen parallel zueinander. Elektrisch sind die 6 Zählrohre parallel geschaltet und arbeiten auf eine gemeinsame Registrierapparatur mit Integrierzusatz. Diese Anordnung des Präparates inmitten der Zählrohre erlaubt optimale Erfassung der in den Raumwinkel 4π abgestrahlten Gesamtintensität und damit maximale Empfindlichkeit der Messung.

Bei beiden Meßkurven sieht man die nach der Kernholzseite des Bohrkernes hin abnehmende Intensität und damit die abnehmende Konzentration an Chrom-Atomen. Die Arsenaktivität war schon am 12. Tag nach der Aktivierung unter 1 % gesunken. Die Unstetigkeiten der beiden Meßkurven sind vermutlich darauf zurückzuführen, daß bei der Zerteilung der Kerne in 2 mm dicke Scheiben die Lage der Jahresringe unbeachtet geblieben ist und daher die einzelnen Meßpunkte ungleichmäßige Anteile an Früh- und Spätholz enthalten, deren Tränkstoffaufnahme unterschiedlich ist. Bild 7 stellt Meßpunkte von einem Fichten-

bohrkern dar, bei dem einzelne Jahresringe 1 bis 10 abgestochen wurden. Die Meßgenauigkeit ist hier begrenzt infolge der Schwierigkeit, die Jahresringe exakt zu trennen. Noch schwieriger ist es, innerhalb der Jahresringe nach Früh- und Spätholz zu trennen. Die Meßkurve Bild 7 ist jedenfalls weniger unstetig als in Bild 6.

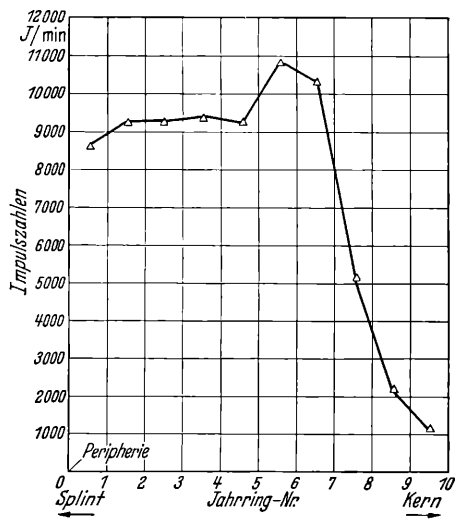


Bild 7. Aktivität von nach Jahrringen abgeteilten Abschnitten des Bohrkerns (10 mm ∅) einer Fichtenholzscheibe.

Die Messungen haben vorerst orientierenden Charakter, die Absolutbestimmung des Chromgehaltes erfordert Eichung der Apparatur mit Testproben von bekanntem Tränkstoffgehalt. Zur Zeit sind wir damit beschäftigt, derartige Untersuchungen durchzuführen und diese nach Möglichkeit dergestalt zu erweitern, daß neben dem Chrom- auch der Arsengehalt zu bestimmen ist.

Die bisherigen Messungen lassen eine Abschätzung der Meßempfindlichkeit zu: Nehmen wir an, es sei die in den Tränkungsvorschriften der Bundespost verlangte Menge von 4,5 kg/m³ Tränksubstanz im Holz eingelagert. Das für jeden Meßpunkt verwendete Holzvolumen betrug $1{,}57 \cdot 10^{-7}$ m³, dessen mittlerer Gehalt an Tränkmittel daher mit ca. 0,7 mg zu beziffern wäre. Der in dieser Menge enthaltene Chromanteil beträgt ca. 10,6% davon, d. h. ca. 0,075 mg. Die Meßkurven zeigen, daß Teilchenzahlen von 500/s oder 30000/min selbst nach 12 Tagen Abklingzeit noch durchaus nachgewiesen werden können. Rechnet man die untere Nachweisgrenze mit 100/min, eine Teilchenzahl, die bei einer Meßzeit von 12 min je Meßpunkt einen Meßfehler von $\pm$ 2% ergibt, dann bedeutet dies, daß man größenordnungsmäßig 0,075 mg : 300 $\approx$ 0,25 μg nachweisen und bestimmen kann.

Über weitere Erfahrungen mit dem zuletzt beschriebenen Verfahren der Holzprobenaktivierung, um dessen Ausbau zu einer routinemäßig zu handhabenden Bestimmungsmethode wir bemüht sind, werden wir zu gegebener Zeit berichten.

Zusammenfassung.

Die bisherigen Versuche zur Bestimmung des Chrom-Arsen-Gehaltes von getränkten Holzproben auf physikalischem Wege haben ergeben:

1. Röntgenaufnahmen bei 30 bis 35 kV von 10 bis 15 mm dicken Holzscheiben ergeben ein qualitatives Übersichtsbild über die räumliche Verteilung der Chrom-Arsen-Komponente im Holz.

2. Für Laboruntersuchungen über den Mechanismus der Eindringung eignet sich die Tränkung des Holzes mit einer Tränklösung, die einen Teil der Chromkomponente in Form von radioaktivem $K_2\,{}^{51}_{24}Cr_2O_7$ bzw. $Na_2\,{}^{51}_{24}Cr_2O_7$ enthält. Die Verteilung des Chromates und damit auch des Arseniates kann dann durch Einführung eines Miniaturzählrohres in entsprechende Bohrungen dünner Holzscheiben oder besser durch zonenweise Zerspanung von ausgeschnittenen Scheiben und Messung der Aktivität der verschiedenen Zonen in einer eingehend beschriebenen Meßapparatur als Mittelwert bestimmt werden.

3. Gehaltsbestimmungen an komplett getränkten Masten usw. können durch Aktivierung von entnommenen Bohrkernen mit Neutronen in einem Atommeiler derart durchgeführt werden, daß die aktivierten Proben einige Tage nach beendeter Aktivierung geeignet zerteilt und die Teile oder auch die Gesamtprobe mittels eines Geigerzählers auf ihre Aktivität untersucht werden. Die Vorversuche lassen eine Meßempfindlichkeit von etwa 1 μg erwarten.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 8, AUGUST 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Übertragungseigenschaften niederfrequenter Rundfunkleitungen in den deutschen Trägerfrequenz-Fernkabeln *)

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zertralamt, Darmstadt

Von **E. A. Pavel**, Darmstadt

Mit 10 Bildern

DK 621.396.97

Es werden die zusammengefaßten Ergebnisse von Untersuchungen an einer 2212 km langen Rundfunkleitung, die niederfrequent auf den Phantomkreisen von Sternvierern in den neuen deutschen Trägerfrequenz-Fernkabeln geführt ist, mitgeteilt.

The results collected from tests on a broadcast land-line of 2212 km length are reported. The land-line is a low frequency circuit along superimposed circuits on star quads in modern German carrier-frequency trunk cables.

Description d'un aperçu des résultats d'examens effectués sur un circuit radiophonique d'une longueur de 2212 km constitué à basses fréquences sur les circuits fantômes de quartes étoile aux nouveaux câbles à grande distance à courants porteurs en Allemagne.

A. Einleitung

In Deutschland benutzte man bisher in den Fern- und Bezirkskabeln für die Rundfunkübertragung vorwiegend geschirmte Doppeladern (Rundfunkpaare) mit Musikbespulung (12 mH). Neuerdings werden für den Weitverkehr die unbespulten Phantome von Sternviererseilen in den Trägerfrequenz-Fernkabeln verwendet, auf denen die Rundfunkdarbietungen *niederfrequent* übertragen werden [1, 2].

Es sind bereits mehr als 10 000 km Rundfunkleitungen dieser Bauart in Betrieb; ihr Anteil am Netz wächst mit der Inbetriebnahme der Trägerfrequenz-Weitverkehrskabel in immer steigendem Maße. In naher Zukunft werden noch etwa 15 000 km Leitungen diesen Typs in Betrieb genommen werden.

Die Anforderungen an die elektrischen Eigenschaften der Rundfunkleitungen sind sehr hoch, damit die Qualität der übertragenen Darbietung nicht beeinflußt wird und die Sendung ihren originalen künstlerischen Ausdruck behält. Hierfür gelten die internationalen Empfehlungen des CCIF über Rundfunkleitungen [3]. Um die durch den Stand der Technik gegebenen Möglichkeiten voll auszuschöpfen und eine möglichst hohe Übertragungsgüte zu erreichen, hat die Deutsche Bundespost intern in den wesentlichen Punkten schärfere Anforderungen an ihre Leitungen gestellt, als das CCIF empfiehlt.

Die elektrischen Übertragungseigenschaften der deutschen Rundfunkleitungen bisheriger Technik sind in [4] dargestellt. Die Reichweite dieser Leitungen wird im wesentlichen begrenzt durch die Laufzeitverzerrungen; außerdem entspricht die *obere* Grenze des Übertragungsbereiches mit etwa 8 kHz nicht mehr den heutigen Anforderungen bei hochkünstlerischen Übertragungen. Aus diesem Grunde hat die Deutsche Bundespost Versuche zur Verbesserung der Übertragungseigenschaften neu einzurichtender Rundfunkleitungen durchgeführt. Es wurden weiter neue Rundfunk-Verstärkereinrichtungen entwickelt und in großem Umfange eingesetzt [5, 6]. Die Ergebnisse der an einer Versuchsleitung durchgeführten Messungen [7] und der gemeinsam mit den Rundfunkanstalten der Deutschen Bundesrepublik vorgenommenen Versuche [8] dienten mit als Grundlage für die neuen deutschen Rundfunkleitungen in der Weitverkehrsebene.

Die zusammengefaßten Meßergebnisse, die an einer solchen Rundfunkleitung neuer Bauart gewonnen wurden, werden nachstehend mitgeteilt. Dabei werden auch die Ergebnisse eines subjektiven Testes erwähnt, der gemeinsam mit den Rundfunkanstalten der Deutschen Bundesrepublik an der untersuchten Rundfunkleitung vorgenommen wurde.

B. Aufbau der Leitungen

Für Untersuchungen über die elektrischen Eigenschaften und die Reichweite moderner Rundfunkleitungen hoher Qualität benötigt man eine möglichst *lange* Leitung, wobei für einzelne Messungen Bedingung ist, daß Anfang und Ende an einem Ort liegen. Will man auch die Additionsgesetze für die verschiedenen linearen und nichtlinearen Verzerrungen untersuchen, benutzt man mit Vorteil mehrere Leitungsschleifen, die je nach Bedarf hintereinandergeschaltet werden. Aus diesen Gründen wurden für die hier beschriebenen Untersuchungen 10 Leitungsschleifen benutzt, die alle vom Rundfunkverstärkeramt Stuttgart ausgingen und dort auch endeten.

Die untersuchten Rundfunkleitungen sind in zweigleisigen Trägerfrequenzfernkabeln mit Sternviererverseilung geführt. Die zu den Rundfunk-Phantomkreisen gehörigen Stämme sind mit V 60-Trägerfrequenz-Fernsprechsystemen beschaltet, deren Frequenzband bei 12 kHz beginnt [9]. Rundfunkleitungsverstärker befinden sich in der Regel nur in jedem zweiten Trägerfrequenz-Verstärkeramt; in den Verstärkerämtern ohne Rundfunkleitungsverstärker sind die Rundfunk-Phantome über Tiefpässe galvanisch durchgeschaltet. (Diese Tiefpässe wirken als Nebensprechsperrfilter für die Trägerfrequenzsysteme der beiden Stämme; sind sie nicht vorhanden, entstehen Kopplungen über den Rundfunkkreis zwischen dem Ausgang des einen und dem Eingang des zweiten Trägerfrequenzverstärkers eines Viererseiles.)

*) Nach einem Vortrag des Verfassers auf der zweiten Tonmeister-Tagung in Detmold (Oktober 1954).

Den prinzipiellen Aufbau einer solchen Verbindung zeigt Bild 1. Die Leitungen sind jeweils nur für den Betrieb in *einer* Richtung (der Betriebsrichtung des betreffenden Kabels) eingerichtet.

Die Gesamtverbindung erreichte eine Länge von 2212 km und war gebildet aus einer achtfachen Leitungsschleife Stuttgart—Karlsruhe—Stuttgart und einer doppelten Schleife Stuttgart—Ulm—München—Ulm—Stuttgart. Während die Schleifen nach Karlsruhe in einem 24-paarigen Trägerfrequenz-Fernkabel modernster Bauart geführt waren, handelt es sich bei dem Kabel nach München um ein älteres Trägerfrequenz-Fernkabel mit nur 4 Sternviererseilen (8 Paare) [2]. Als Besonderheit ist zu erwähnen, daß die Trasse Stuttgart—Karlsruhe in vier gleiche Trägerfrequenz-Verstärkerfelder von je 19 km Länge unterteilt ist; das ergibt zwei Rundfunk-Verstärkerfelder zu je 38 km Länge. Dadurch bestand jede der Schleifen Stuttgart—Karlsruhe—Stuttgart aus vier gleichlangen Rundfunk-Verstärkerfeldern und die Hintereinanderschaltung der acht zur Verfügung stehenden Schleifen ergab somit eine Verbindung mit 32 gleichen 38-km-Verstärkerfeldern. Dieser Extremfall ergibt für die Addition der linearen und nichtlinearen Verzerrungen die ungünstigsten Verhältnisse, erlaubt aber auch, ihre Gesetzmäßigkeit genau zu untersuchen.

Die Einzelheiten des Aufbaus der Schleifen enthält die Tafel 1. Zu bemerken ist hierzu noch, daß nur in den Ämtern Stuttgart, Karlsruhe und Ulm Rundfunkleitungs-Verzweigungsgestelle mit Zusatzverstärkern (Siemens & Halske) eingesetzt sind; die übrigen Ämter sind mit Rundfunkleitungs-Verstärkergestellen für Zwischenämter (Siemens & Halske und Mix & Genest) ausgestattet, die nur Hauptverstärker enthalten. Bei allen Gestellen handelt es sich um die modernste Bauart (Typ 50), deren elektrische Eigenschaften dem letzten Stand der Technik entsprechen. Zur Dämpfungsentzerrung werden statt der bisher in Deutschland üblichen besonderen, individuell gebauten Vierpolentzerrer einstellbare Gegenkopplungsentzerrer in den Verstärkern benutzt [6, 10].

Der Einfluß der Temperatur auf die Leitungsdämpfung, der bei den benutzten sehr stark gegengekoppelten Verstärkern normalerweise praktisch allein den Pegelverlauf beeinflußt, wird durch Zusatzentzerrer — „Temperaturdämpfungsausgleicher" — ausgeglichen, die etwa alle 72,5 km eingesetzt werden. Die Temperaturdämpfungsausgleicher bestehen aus mehreren hintereinander schaltbaren gleichen Vierpolen, deren Dämpfungsverlauf entgegengesetzt zu der frequenzabhängigen temperaturbedingten Dämpfungsänderung der Leitung ist [6, 7].

Tafel 1. Aufbau der untersuchten Rundfunkleitungsverbindung

Eigenschaft	Leitungsschleifen Stuttgart —Karlsruhe —Stuttgart	Leitungsschleifen Stuttgart—Ulm —München III —Ulm—Stuttgart
Länge eines Rundfunkverstärkerfeldes	36 km	27,5 km (Mittelwert)
Länge einer Leitungsschleife	152 km	496 km
Zahl der Schleifen	8	2
Gesamtlänge	1216 km	996 km
	2212 km	
Leitungsart	Sternvierer-Phantom (unbespult)	
Aderndurchmesser	1,2 mm (Cu)	1,2 mm und 0,9 mm (Cu bzw. entspr. Al)
Anzahl der Verstärkerpunkte je Einzelschleife		
ohne Zusatzverstärker	2 } 4	15 } 18
mit Zusatzverstärker	2 }	3 }
je Teilschleife		
ohne Zusatzverstärker	16 } 32	30 } 36
mit Zusatzverstärker	16 }	6 }
der Gesamtverbindung	68	
Anzahl der Verstärker		
je Teilschleife	48	42
der Gesamtverbindung	90	
Verstärkerbauart	Typ 50 (S & H u. M & G)	

C. Meßergebnisse

I. Dämpfungsverzerrungen

Den Pegelverlauf am Ende der beiden für sich zusammengeschalteten Teilschleifen Stuttgart—Karlsruhe—Stuttgart und Stuttgart—München—Stuttgart zeigt Bild 2. Die Schwankungen sind sehr klein und liegen weit innerhalb der CCIF-Toleranzen. Die etwas größeren Pegelschwankungen der Kurve a sind verursacht

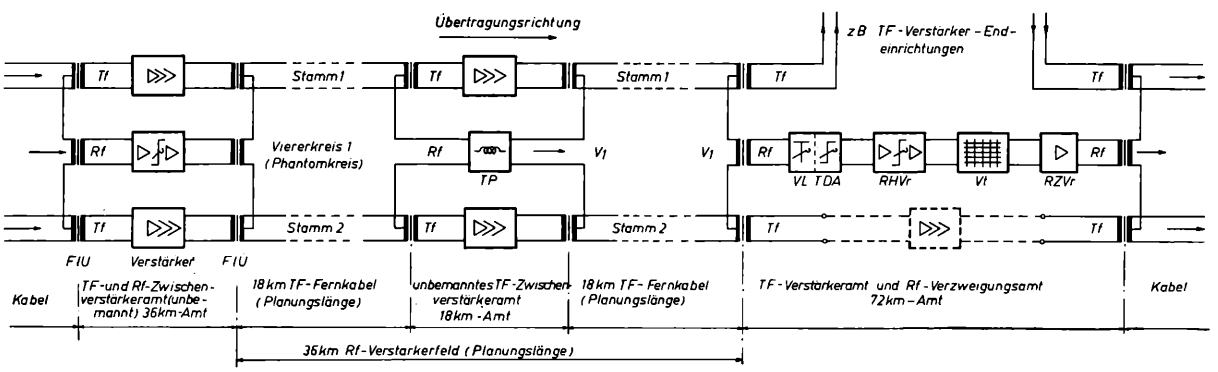


Bild 1. Prinzipschaltbild einer auf den Phantomkreisen von Trägerfrequenz-Fernkabeln geführten niederfrequenten Rundfunkleitung

TF = Trägerfrequenz
Rf = Rundfunk
FlÜ = Fernleitungsübertrager
TP = Tiefpaß (Nebensprechsperrfilter)
VL = frequenzunabhängige Verlängerungsleitung
TDA = Temperaturdämpfungsausgleicher
RHVr = Rundfunkleitungs-Hauptverstärker
RZVr = Rundfunksleitungs-Zusatzverstärker
Vt = Kreuzverteiler

durch die große Zahl gleicher Verstärkerfelder (32), die bei der Schleife Stuttgart—Karlsruhe—Stuttgart hintereinander geschaltet sind. Hier gilt die Statistik für die Summation der Entzerrungsfehler (eines Feldes) nicht mehr wie bei der Schleife Stuttgart—München—Stuttgart. Dies läßt sich an Hand der Messungen an Einzel-

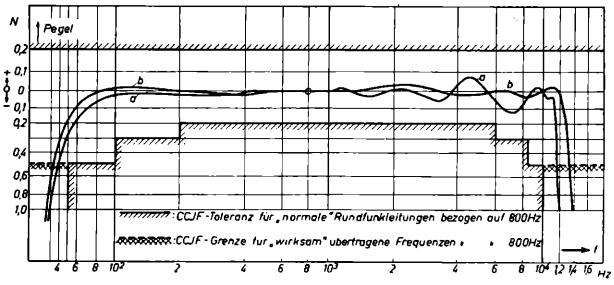


Bild 2. Relativer Pegelverlauf der zwei Rundfunkleitungs-Teilschleifen
Kurve a: Stuttgart—Karlsruhe—Stuttgart (8 × 152 km = 1216 km)
Kurve b: Stuttgart—München—Stuttgart (2 × 498 km = 996 km)

schleifen genau nachweisen. Da ein solcher Fall in der Praxis nie vorkommt, war zu erwarten, daß die Frequenzkurven über 1000 km Leitungslänge im Normalfall denen der Kurve b ähneln würden. Diese Erwartung wurde auch tatsächlich bei der Inbetriebnahme der Rundfunkleitungen in den Trägerfrequenz-Fernkabeln bestätigt.

Bild 3 zeigt den Pegelverlauf der gesamten 2212 km langen Leitungsschleife. Durch Kompensation wurde der Pegelverlauf im Vergleich zur Kurve a in Bild 2 noch etwas verbessert. Der Übertragungsbereich reicht von 40 bis 11 500 Hz. (Bei dieser Angabe wurde die für Rundfunkleitungen geltende CCIF-Definition zugrunde gelegt, nach der eine Frequenz dann noch als „wirksam" übertragen gilt, wenn sie gegenüber der Bezugsfrequenz 800 Hz um nicht mehr als 0,5 N (4,34 dB) gedämpft ist [3, 8]). Die Pegelabweichungen sind im Bereich von 65 bis 10 000 Hz $< 0{,}1$ N (< 1 db).

Der ermittelte Pegelverlauf bei den *tiefen* Frequenzen ist mit Rücksicht auf die Stabilität sehr langer Verbindungen erwünscht. Der Pegelabfall bei den Tiefen wird durch die endliche Querinduktivität des Leitungsübertragers und des Vorübertragers des Verstärkers auf der Empfangsseite hervorgerufen. Diese Beeinflussung tritt

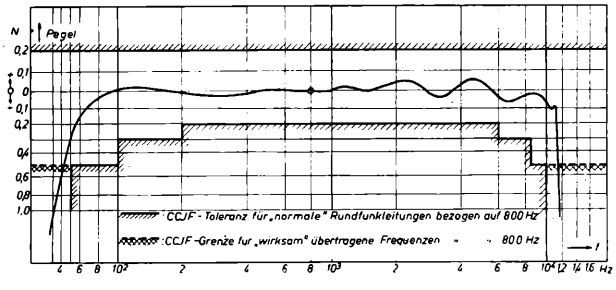


Bild 3. Relativer Pegelverlauf der 2212 km langen Gesamtverbindung (gebildet aus den Teilschleifen des Bildes 2)

besonders bei längeren Verstärkerfeldern hervor. Der Pegelabfall steigt mit der Leitungslänge; bei den für Inlands-Übertragungen üblichen Leitungslängen tritt er kaum in Erscheinung. (Die Rundfunkleitungs-Verstärker vom Typ 50 neuer Fertigung erhalten eine Möglichkeit zur begrenzten Korrektur dieses Pegelabfalls bei den Tiefen.) Im Betrieb wirkt er sich nicht voll aus, weil der Übertragungsbereich nach den Tiefen hin in den Studios neuerdings ohnehin begrenzt wird; auch subjektiv ist er noch zulässig.

Der Übertragungsbereich bei den *Höhen* wird bestimmt durch die Notwendigkeit, eine gegenseitige Störbeeinflussung zwischen den auf den Stämmen betriebenen V 60- oder V 120-Trägerfrequenz-Fernsprechsystemen [9] und den Rundfunk-Phantomen zu verhindern. Da das Trägerfrequenzband bei 12 kHz beginnt und die Mitsprechdämpfung zwischen Stamm und Phantom nicht so hoch ist, um eine Überlappung der beiden Frequenzbänder zu erlauben, muß das Rundfunkfrequenzband begrenzt werden. Dies geschieht einerseits durch eine relativ flache Begrenzung in den Verstärkern (die ohne diese bis etwa 20 kHz übertragen) und andererseits durch steile Tiefpässe, die in die Ortsleitungen zwischen Studio oder Rundfunk-Sender und Rundfunkverstärkeramt der Deutschen Bundespost eingeschaltet werden.

Die Begrenzungsfilter in den Verstärkern (Kurve a in Bild 4) werden mit Rücksicht auf die Laufzeitverzerrungen in der Regel nur in jedem zweiten Rundfunkverstärkeramt eingeschaltet; sie verhindern ein unzulässig großes Auflaufen von Trägerfrequenzanteilen, die durch Mitsprechen in den Rundfunkkreis gelangen und damit die Herabsetzung der wirksamen Nebensprechdämpfung zwischen den Stämmen eines Vierers, die sich sonst ergeben könnte. Die Begrenzung in den Ortsleitungen ist — abgesehen von der Unterdrückung von Trägerfrequenz-Geräuschen im Rundfunkkreis — zur Wahrung des Fernsprechgeheimnisses erforderlich; die Dämpfungskurve dieser Tiefpässe zeigt Kurve b in Bild 4.

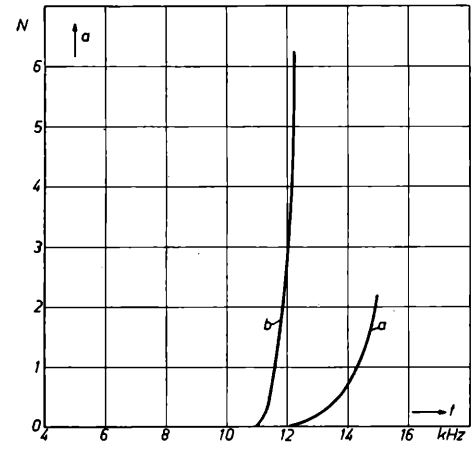


Bild 4. Filter zur Begrenzung des Übertragungsbereiches für Rundfunkleitungen in Trägerfrequenzfernkabeln
Kurve a: Filter im entzerrenden Rundfunkleitungs-Hauptverstärker 50/E
Kurve b: Filter in den Ortsleitungen (TP 52 Rf)

Die hier angewendete Begrenzung des Übertragungsbereichs bei den Höhen beeinflußt die Qualität der Übertragung kaum. Dies ergaben u. a. gemeinsame Untersuchungen der Deutschen Bundespost und der Rundfunkanstalten [8]. Übrigens erlauben die verwendeten Rundfunk-Verstärkereinrichtungen (Bauart 50) und die Leitungen selbst, bis 15 oder 16 kHz zu übertragen, falls dies in besonderen Fällen erwünscht sein sollte. Dazu ist es allerdings notwendig, die Begrenzungsfilter auszuschalten und die Störungen durch die untersten Trägerfrequenz-Kanäle durch geeignete Maßnahmen (z. B. Nichtbelegung der störenden Fernsprechleitungen oder Abschaltung der Kanäle) zu unterdrücken.

II. Pegelkonstanz

Die Rundfunkleitungs-Verstärker der Bauart 50 sind durch ihre sehr starke Gegenkopplung gegen Schwankungen der Speisespannungen sehr unempfindlich. Tatsächlich ist die Abhängigkeit der Verstärkung von den im Betrieb auftretenden bzw. zugelassenen Schwankungen der Anoden- und Heizspannung am Einzelverstärker kaum meßbar.

Bei mehreren jeweils über längere zusammenhängende Zeiträume durchgeführten Pegelregistrierungen (mit $f = 1740$ Hz) ergaben sich für die gesamte 2212 km lange Meßschleife im Normalbetrieb nur Pegelabweichungen von $\Delta p = \pm 0{,}01 \ldots 0{,}02$ N. Da die Meßschleife z. B. die Ämter Stuttgart und Karlsruhe zehn- bzw. achtmal durchlief und beide Ämter zum Zeitpunkt der Versuche noch aus Batterien gespeist wurden, konnte auch in besonders kritischer Form der Einfluß von *gleichzeitig* auftretenden Schwankungen der Speisespannungen beobachtet werden. Nennenswerte Pegelschwankungen traten z. B. nur auf bei Übergang vom Tag- auf Nachtbetrieb, erreichten aber selbst bei dem hier betrachteten und in der Praxis nicht vorkommenden Extremfall nur Werte von $\Delta p = \pm 0{,}03 \ldots 0{,}04$ N (gemessen am Ende der Gesamtschleife).

Obige Betrachtungen beziehen sich nicht auf den Einfluß der Temperatur auf die Leitungsdämpfung; die hierdurch hervorgerufenen langsamen Pegeländerungen werden — wie unter B angegeben — durch Temperaturdämpfungsausgleicher ausgeglichen, ehe sie den Betrieb stören.

III. Amplitudenabhängigkeit

Die Restdämpfung langer Rundfunk-Übertragungsleitungen ist (hauptsächlich bei den Tiefen) in gewissen Grenzen amplitudenabhängig [4, 7]. Dies ist auf die am Einzelgerät zwar nur sehr schwer meßbare, in der Summation aber doch merkliche Amplitudenabhängigkeit der Betriebsdämpfung der Leitungsübertrager und der Betriebsverstärkung der Rundfunkleitungsverstärker zurückzuführen. Das Vorzeichen, mit dem sich der Effekt im Betrieb auswirkt, hängt ab vom Pegel bei dem die Entzerrung der Strecke vorgenommen wurde. Da der Entzerrungspegel meist in der Größenanordnung des maximalen Nutzpegels liegt, werden die kleinen Amplituden auf diese Weise etwas angehoben. Bei unzulässig großen Werten und entsprechendem Frequenzgang (z. B. unterhalb von f_{min}) kann die Amplitudenabhängigkeit mit dazu beitragen, daß die Verbindung instabil wird. (Die Instabilität äußert sich in solchen Fällen meist durch ein tiefes Gluckern, „Motorbooteffekt".) Aus diesem Grunde wirkt sich ein geringer Pegelabfall bei den Tiefen hier günstig aus.

Die Bilder 5 a und 5 b zeigen das Ergebnis von Messungen der Amplitudenabhängigkeit an der 1216 km langen Teilschleife Stuttgart—Karlsruhe—Stuttgart. Als Bezugspegel — bei dem auch die Entzerrung der Leitung vorgenommen wurde — gilt der derzeitige maximale Betriebspegel $p_{max} = +1{,}4$ N (bezogen auf 1 mW/600 Ohm) $\equiv 3{,}1\ V_{eff}$. Für den Betrieb interessieren in erster Linie die Werte von Δp zwischen $p_{max} = +1{,}4$ N und $p_{min} \approx -3{,}0$ N. Wie man aus Bild 5 b ersehen kann, wirkt sich der Effekt — der bei den neuen Leitungen nur noch bei den tiefsten Frequenzen auftritt — für die kleinen Amplituden frequenzgangvermindernd aus; der „Übertragungsbereich" wird für kleine Nutzspannungen nach den Tiefen hin (bis etwa 25 Hz) erweitert. Die Amplitudenabhängigkeit bewirkt eine geringe frequenzabhängige Dynamikkompression (maximal etwa 2,5 db). Wenn die hier betrachteten Größen nicht *erheblich* überschritten werden, wirkt sich der Effekt — wie Versuche ergaben — *subjektiv* nicht aus und ist somit unbedenklich.

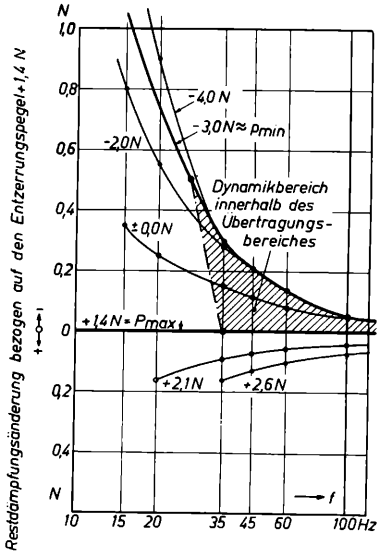


Bild 5 a. Änderung der Restdämpfung der 1216 km langen Rundfunkleitung Stuttgart—Karlsruhe—Stuttgart für verschiedene Pegel in Abhängigkeit von der Frequenz
Kurve + 1,4 N: Pegel bei der Entzerrung = Bezugspegel für Kurven = max. Betriebspegel
Kurve — 3,0 N: ≈ kleinster Betriebspegel

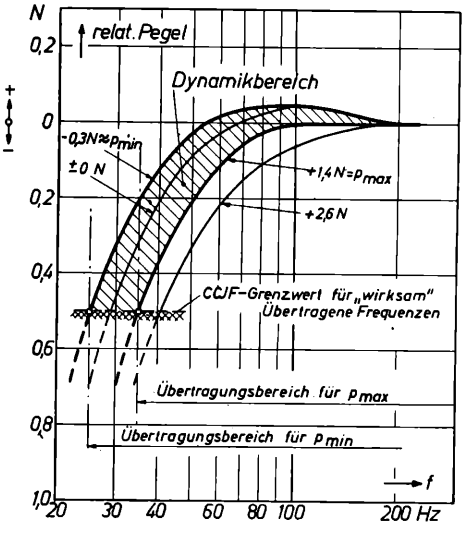


Bild 5 b. Amplitudenabhängigkeit des Pegelverlaufs der 1216 km langen Rundfunkleitung Stuttgart—Karlsruhe—Stuttgart in Abhängigkeit von der Frequenz

IV. Laufzeitverzerrungen

Die Laufzeitverzerrungen tragen bei den bespulten Rundfunkleitungen wesentlich zur Begrenzung der Reichwerte bei; bei dem hier untersuchten Leitungstyp schränken sie dagegen die Reichweite praktisch nicht mehr ein. Der Verlauf der Gruppenlaufzeit $t = \frac{db}{d\omega}$ ist für die beiden Teilschleifen und die gesamte Leitung in

Bild 6 dargestellt. Die bei den Höhen gezeichneten Laufzeiten erhöhen sich noch geringfügig durch die oben erwähnten Filter in den Verstärkern, die bei der Messung nur zu einem geringen Teil eingeschaltet waren.

Legt man die CCIF-Empfehlung für „normale" Rundfunkleitungen [3] zugrunde, so ergibt sich mit den Werten des Bildes 6 eine Reichweite von rund 6000 km; die bei weiteren Messungen ermittelten Werte lassen mit Sicherheit auf eine Reichweite von mindestens 4000 km schließen. Dies ergaben auch subjektive Versuche, die an der hier beschriebenen Leitung mit den Rundfunkanstalten im Mai 1954 durchgeführt worden sind (vgl. hierzu auch in [8]).

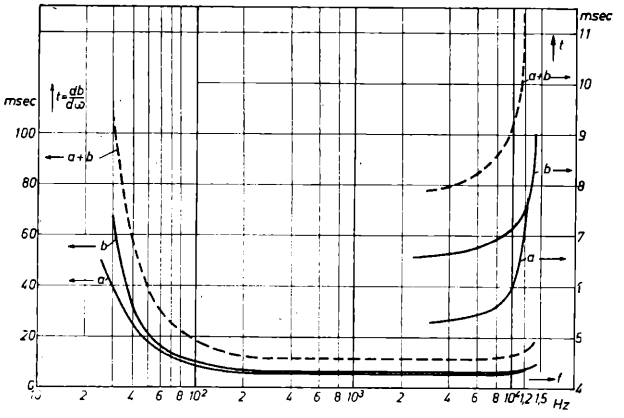


Bild 6. Gruppenlaufzeit der Rundfunkleitungen in symmetrischen Trägerfrequenzkabeln
Kurve a: Teilschleife Stuttgart—München—Stuttgart (2 × 498 km = 996 km)
Kurve b: Teilschleife Stuttgart—Karlsruhe—Stuttgart (8 × 152 km = 1216 km)
Kurve a + b: Gesamtschleife 2212 km

V. Nichtlineare Verzerrungen

Um ein möglichst genaues Bild über die am Ende der Gesamtschleife vorhandenen nichtlinearen Verzerrungen zu gewinnen, wurden diese nach verschiedenen Methoden und bei sehr vielen Frequenzen gemessen. Dies erweist sich als notwendig, weil eine Messung nach einer Methode und bei nur wenigen diskreten Frequenzen oft zu falschen Schlüssen führt, da die vektorielle Addition der einzelnen Klirrprodukte nicht ohne weiteres eine Aussage darüber zuläßt, an welcher Stelle des längen- und frequenzabhängigen „Klirrpolygons" [7] man sich bei der Messung gerade befindet. Bei so langen Leitungen wie der hier untersuchten gilt allerdings bereits weitgehend die Statistik, so daß dieser Punkt nicht mehr so kritisch ist wie bei kürzeren Leitungen.

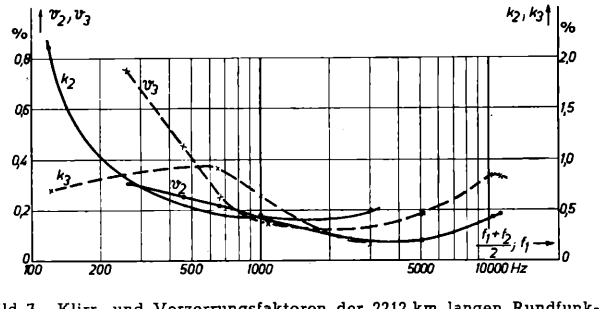


Bild 7. Klirr- und Verzerrungsfaktoren der 2212 km langen Rundfunkleitung in symmetrischen Trägerfrequenzfernkabeln bei einem um 1 N gegenüber dem max. Betriebspegel erhöhten Pegel in Abhängigkeit von der Frequenz. 68 Verstärkerpunkte,

Sendepegel = +2,4 N ≙ 8,5 $V_{eff} = U_{f_{1(k)}} = U_{f_{1(v)}} + U_{f_{2(v)}}$;

$U_{f_{1(v)}} = U_{f_{2(v)}}$; $\Delta f = f_2 - f_1 = 120$ Hz = konst.

Bild 7 zeigt den Klirr- und Verzerrungsfaktor in Abhängigkeit von der Frequenz; die Meßspannung (der Grundtöne) betrug $U_1 = 8{,}5\ V_{eff}$ (+ 2,4 N) gegenüber einer maximalen Nutzspannung von derzeit 3,1 V_{eff} (+ 1,4 N).

Es gelten, wenn die Oberwellen mit U_2, U_3 usw. bezeichnet werden, folgende Definitionen:

$$k_2 = \sqrt{\frac{U_2^2}{\sum_{n=1}^{n=\infty} U_n^2}} \cdot 100\,[\%], \tag{1}$$

$$k_{3(n)} = \sqrt{\frac{U_{3(n)}^2}{\sum_{n=1}^{n=\infty} U_n^2}} \cdot 100\,[\%] \tag{2}$$

usw.

$$v_2 = \frac{(U_{f_2 - f_1})_{eff}}{(U_{f_1})_{eff} + (U_{f_2})_{eff}} \cdot 100\,[\%], \tag{3}$$

$$v_3 = \frac{(U_{2f_1 - f_2})_{eff} + (U_{2f_2 - f_1})_{eff}}{(U_{f_1})_{eff} + (U_{f_2})_{eff}} \cdot 100\,[\%], \tag{4}$$

$$U_{f_1} = U_{f_2} = \frac{1}{2} U_1 . \tag{5}$$

Es ist bekannt, daß die Klirrfaktormessung auch als „Eintonmessung" und die Messung des Verzerrungsfaktors als „Doppeltonmessung" bezeichnet wird. Bei letzterer ist nach Gl. (5) die arithmetische Summe der beiden Grundtöne gleich der Größe des Grundtones bei der Eintonmessung.

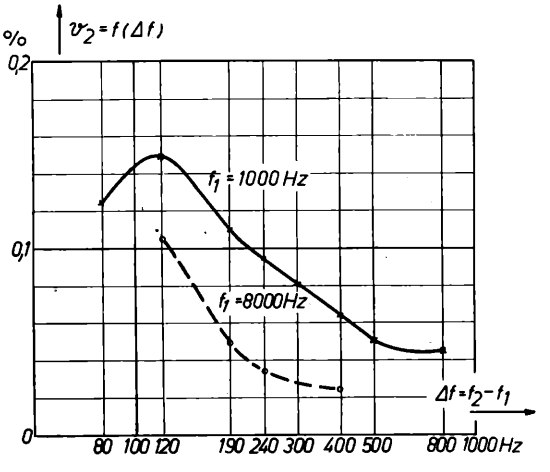


Bild 8. Verzerrungsfaktor v_2 der 2212 km langen Rundfunkleitung in symmetrischen Trägerfrequenzfernkabeln bei einem um 1 N gegenüber dem max. Betriebspegel erhöhten Pegel in Abhängigkeit vom Frequenzabstand Δf des Doppeltones. 68 Verstärkerpunkte, Sendepegel = +2,4 N ≙ 8,5 $V_{eff} = U_{f_1} + U_{f_2}$; $U_{f_1} = U_{f_2}$.

Beim Vergleich der Ergebnisse von Verzerrungsfaktormessungen ist der Frequenzabstand der beiden Grundtöne zu beachten, da dieser das Meßergebnis wesentlich beeinflußt [7]. Bild 8 zeigt diesen Einfluß an einer v_2-Messung, bei der der Frequenzabstand der Doppeltöne variiert wurde, wobei f_1 jeweils festgehalten worden ist. Der Kurvenverlauf kann an einem anderen Punkt der Leitungsschleife (also bei anderer Leitungslänge!) von dem hier gezeichneten abweichen, weil die resultierende Größe des v_2-Vektors von der jeweiligen Lage im Klirrpolygon abhängt.

Bild 9 enthält das Ergebnis einer Klirranalyse für die Grundfrequenzen $f_1 = 120$, 1000 und 3000 Hz in Abhängigkeit vom Pegel der Grundfrequenz. Bei der Messung für $f_1 = 120$ Hz fällt auf, daß k_4 und k_5 für den Pegel + 1,4 N größer sind als für den Pegel + 2,1 N. Dies ist aus der in diesem Bereich amplitudenabhängigen Phasendrehung und dem sich daraus für die beiden Pegel ergebenden unterschiedlichen Additionswinkel zu erklären.

Betrachtet man die Zahlenwerte der hier gemessenen nichtlinearen Verzerrungen, so wird man feststellen,

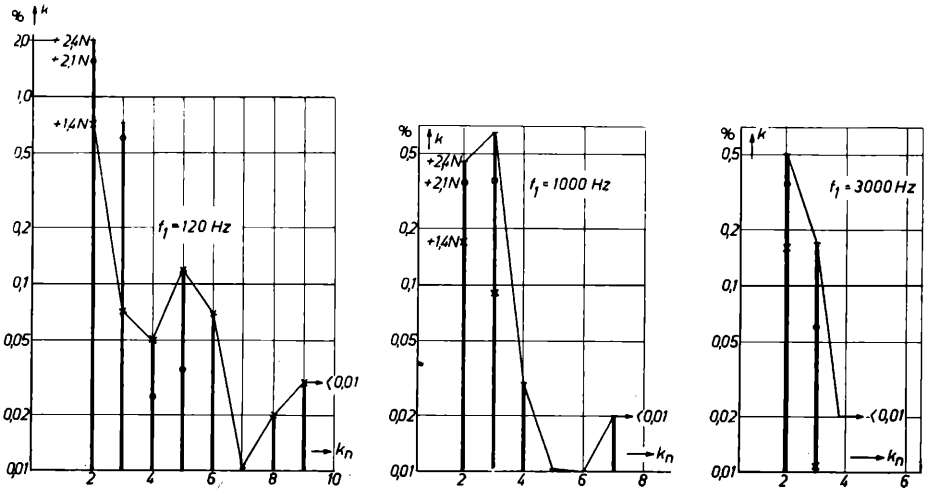


Bild 9. Klirranalyse der 2212 km langen Rundfunkleitung in symmetrischen Trägerfrequenzfernkabeln für verschiedene Grundfrequenzen in Abhängigkeit vom Pegel

daß sie weit unter den vom CCIF für „normale" Rundfunkleitungen zugelassenen Werten liegen und daß sie — wenn man die Pegel berücksichtigt — auch die s. Z. für die sogenannten „hochwertigen" Rundfunkleitungen [3] diskutierten Werte gut erfüllen (bei 1000 km Leitungslänge für 50 ... 100 Hz und für 7500 ... 15 000 Hz $k \leqq 3$ % und für 100 ... 7500 Hz $k \leqq 1$ %).

Eine subjektive Prüfung der Leitungsschleife mit Hilfe ausgewählter Testbänder ergab nach einmaligem Überspielen der Testmotive über die 2212 km lange Leitung (bei doppeltem Betriebspegel auf der Leitung) und Abhören nach Wiederaufzeichnung auf einem Magnettongerät keine Beeinflussung des Klangbildes. Erst nach dreimaliger Überspielung (bei Normalpegel auf der Leitung) begannen sich bei einzelnen kritischen Motiven Verzerrungen bemerkbar zu machen. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, daß die Verzerrungen der Magnettonanlage — obwohl die besonders hergerichtete Anlage gute Studioqualität aufwies und bei den Versuchen die Aussteuerung am Band nur 50 % betrug — z. T. erheblich größer sind als die der Leitung. Um dem Leser zu ermöglichen, sich ein Urteil zu bilden, sind die Klirrverzerrungen der benutzten Magnettonanlage in Bild 10 angegeben. Man sieht, daß ein zweimaliges Überspielen auf Band — insbesondere bei Normalaussteuerung (100 %) — erhebliche Klirrverzerrungen zur Folge hat, die (wenn man auf gleiche Pegel bezieht) bereits wesentlich über denen der sehr langen Leitung liegen. Es sei hier die Bemerkung erlaubt, daß u. a. auch mit Rücksicht auf diesen Punkt das Übergehen auf fast reine Bandtechnik im Rundfunksendebetrieb und die Abkehr von der „Life"-Sendung zu bedauern ist.

Die *Aussteuerungsreserve* beträgt — wie sich aus den oben beschriebenen Messungen ergibt — etwas mehr als 1,0 N. Diese relativ große Reserve ist angenehm, weil sie erlaubt, Frequenzgangverzerrungen im Betrieb auflaufen zu lassen und durch Systementzerrer auszugleichen. Auch für die Temperaturentzerrung ist sie erwünscht. Außerdem wirkt sie sich günstig aus bei Röhrenalterung und bei Röhrenfehlern. Da diese Effekte selten sprungartig und gleichzeitig auftreten, können die Pflegefristen lang sein. Dies bestätigen auch die bisherigen Betriebsbeobachtungen.

VI. Geräusche

Da das Trägerfrequenzband erst bei 12 kHz beginnt, wurden die von den Trägerfrequenz-Systemen herrührenden Störfrequenzen durch die in die Ortsleitungen eingeschalteten Tiefpässe (Bild 4) unterdrückt. Da das Verstärkerrauschen selbst genügend klein ist, verbleiben hauptsächlich die Störungen durch Stromversorgungsanlagen, Dienstleitungen und Fernüberwachungseinrichtungen. Durch geeignete Belegung der Phantomkreise, sorgfältige Erdführung in den Ämtern sowie hohe Symmetrie der Rundfunkleitungs-Verstärkereinrichtungen an den kritischen Stellen können diese Störungen, die zudem überwiegend in einem

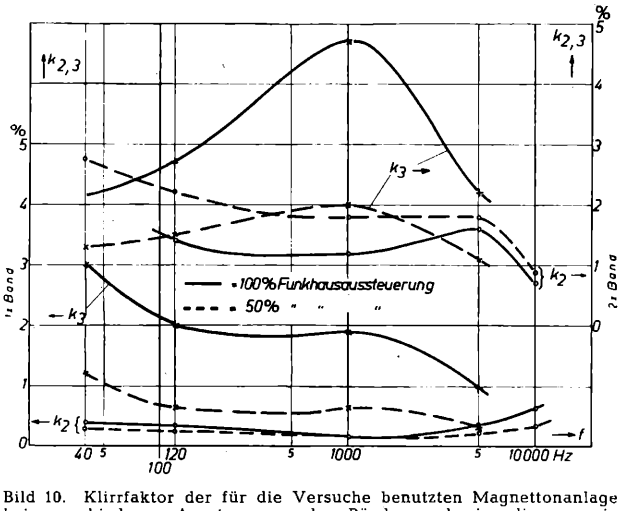


Bild 10. Klirrfaktor der für die Versuche benutzten Magnettonanlage bei verschiedener Aussteuerung der Bänder und einmaliger sowie zweimaliger Überspielung auf Band in Abhängigkeit von der Frequenz

Tafel 2. Geräuschspannung und Geräuschabstand der untersuchten Rundfunkleitungsverbindung

	Geräuschspannungen			Geräuschabstände		
	2212-km-Leitung	CCIF, 1000 km	CCIF, leistungsmäßig auf 2212 km umgerechnet	2212-km-Leitung	CCIF, 1000 km	CCIF, leistungsmäßig auf 2212 km umgerechnet
Bewertet mit CCIF-Rf-Filter 1949 (Geräuschspannung)	3,0—5,0 mV_{eff}	4,4 mV_{eff}	6,5 mV_{eff}	6,45—6,9 N oder 56—60 db	6,55 N oder 57 db	6,15 N oder 53,5 db
				bezogen auf $U_{max} = 3{,}1 V_{eff}$		
Unbewertet (Fremdspannung)	2,5—4,0 mV_{eff}	44 mV_{eff}	65 mV_{eff}	6,70—7,15 N oder 58—62 db	4,25 N oder 37 db	3,85 N oder 33,5 db
				bezogen auf $U_{max} = 3{,}1 V_{eff}$		

psophometrisch geringer bewerteten Frequenzbereich liegen, ausreichend klein gehalten werden.

Bei der untersuchten 2212 km langen Gesamtschleife ergaben sich die in Tafel 2 angegebenen Werte. Die Meßergebnisse liegen gut innerhalb der CCIF-Empfehlungen für „normale Rundfunkleitungen". Sie wurden gemessen mit dem bei der Deutschen Bundespost und den Rundfunkanstalten der Bundesrepublik eingeführten Rundfunkleitungs-Geräuschspannungsmesser 48 [11]; das Bewertungsfilter entsprach der CCIF-Empfehlung im Gelbbuch, Band IV (Kurve von 1949).

VII. Dynamik

Vom CCIF wird gegenwärtig für die Rundfunkübertragung eine Dynamik von 40 db (1 : 100) empfohlen. Dieser Wert wird mit großer Sicherheit eingehalten. Unter Berücksichtigung der Aussteuerungsreserve und der Geräuschverhältnisse könnten die Rundfunkleitungen des hier erörterten Typs jedoch auch eine Dynamik von 50 db (1 : 300) gut übertragen, falls dies in Zukunft in besonderen Fällen erwünscht sein sollte.

D. Zusammenfassung

Die untersuchte Rundfunkleitung genügt mit großer Sicherheit den CCIF-Empfehlungen über „normale" Rundfunkleitungen. In den meisten Punkten hat sie beträchtlich bessere Eigenschaften. Die Reichweite von Rundfunkleitungen dieser Bauart beträgt mindestens 4000 km, ohne daß die Qualität der übertragenen Darbietung merkbar beeinträchtigt wird. Mit solchen Leitungen lassen sich auch hochkünstlerische Rundfunkübertragungen über sehr große Entfernungen durchführen. Die große Reichweite kann neue Möglichkeiten im internationalen Programmaustausch bieten, wenn das europäische Weitverkehrsnetz, das in allen Staaten gegenwärtig im Aufbau begriffen ist, fertiggestellt sein wird.

Zum Schluß sei allen an den Untersuchungen Beteiligten für ihre Mitarbeit gedankt; besonderer Dank gebührt dem Rundfunkverstärkeramt Stuttgart der Deutschen Bundespost.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *H. Griem* und *W. Zerbel:* Planung eines neuen deutschen Trägerfrequenz-Fernkabelnetzes für den Weitverkehr. FTZ 3 (1950), S. 73—81.

[2] *H. Düll:* Die Technik der deutschen Trägerfrequenzkabel. Der Fernmeldeingenieur 1 (1952).

[3] *E. A. Pavel:* Moderne Rundfunkleitungen nach den CCIF-Empfehlungen. FTZ 4 (1951), S. 150—157.

[4] *H. Ribbeck* und *F. Strecker:* Die elektrischen Übertragungseigenschaften des deutschen Rundfunkleitungsnetzes. EFD 46 (1937), S. 108—117.

[5] *E. A. Pavel, v. Schau* und *W. Schwenn:* Das Rundfunkleitungs-Verstärkergestell 48 der Deutschen Bundespost. FTZ 10 (1951), S. 452—457.

[6] *E. A. Pavel:* Die Verstärkereinrichtungen und die elektrischen Eigenschaften des deutschen Rundfunkleitungsnetzes. Der Fernmeldeingenieur 8 (1952).

[7] *E. A. Pavel* und *H. v. Schau:* Untersuchungen an einer Rundfunkleitung auf unbespulten Sternvierern. FTZ 5 (1952), H. 12, S. 551—562.

[8] *E. Belger, E. A. Pavel* und *H. Rindfleisch:* Über den Einfluß von Laufzeitverzerrungen und Frequenzbandbeschneidungen bei der Übertragung von Rundfunkdarbietungen. Im gleichen Heft.

[9] *W. Zerbel:* Das deutsche Trägerfrequenzsystem V 60. FTZ 5/6 (1951), S. 193—201 und 268—274.

[10] *E. A. Pavel:* Die Technik der Rundfunkübertragungen. Der Fernmeldeingenieur 3 (1951).

[11] *E. A. Pavel* und *Hk. Liersch:* Neue Kontroll- und Meßeinrichtungen für die Rundfunk-Verstärkerämter der Deutschen Bundespost. FTZ 11 (1951), S. 513—518.

Über den Einfluß von Laufzeitverzerrungen und Frequenzbandbeschneidungen bei der Übertragung von Rundfunkdarbietungen

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt, und der Zentraltechnik des Nordwestdeutschen Rundfunks, Hamburg)

Von **Ernst Belger**, Hamburg, **E. A. Pavel**, Darmstadt, und **Hans Rindfleisch**, Hamburg

Mit 10 Bildern

DK 621.396.712

Es werden die Ergebnisse von Untersuchungen mitgeteilt, die von der Deutschen Bundespost und den Westdeutschen Rundfunkanstalten in den Jahren 1950 und 1951 gemeinsam durchgeführt worden sind. Untersucht wurden die Beeinflussung der Qualität von Rundfunkübertragungen durch die Laufzeitverzerrungen der in Deutschland gebräuchlichen Rundfunkübertragungsleitungen und die Möglichkeit, sie im kritischen Bereich zu kompensieren, sowie der Einfluß von Frequenzbandbeschneidungen, insbesondere am oberen Ende des Übertragungsbereiches.

The results of tests carried out during the years 1950 and 1951 by the Federal German Post Office in cooperation with the West-German broadcasting companies are reported in this paper. The investigation covers the effect of delay distortions in broadcast circuits as used in Germany on the quality of the broadcast transmission and also the possibility of compensating these distortions in the critical range, as well as the effect of reductions in the bandwidth particularly in the higher region of the transmitted band.

Indication des résultats d'examens effectués en commun par la Deutsche Bundespost et les organismes de radiodiffusion de l'Allemagne occidentale pendant les années 1950 et 1951. Ont été examinées l'influence sur la qualité de transmissions radiophoniques des distorsions du temps de propagation des circuits usités en Allemagne pour transmissions radiophoniques et la possibilité de les compenser dans le secteur critique, ainsi que l'influence des limitations de bandes de fréquences, notamment à la limite supérieure de la bande de transmissions.

A. Einleitung

Seitdem es Möglichkeiten gibt, im Rundfunk das gesamte hörbare Tonfrequenzspektrum abzustrahlen und zu empfangen, stiegen in jeder Hinsicht die Anforderungen an die technische Qualität der Rundfunksendungen. Es war zunächst zu fordern, daß in keinem Glied der Übertragungskette vom Mikrophon im Studio bis zum Lautsprecher des Rundfunkhörers das Tonfrequenzband wesentlich eingeschränkt wurde; darüber hinaus erwies es sich als notwendig, auch alle anderen Arten von Übertragungsfehlern wesentlich kleiner zu halten, als es bisher zulässig war, da sich die Erweiterung des Tonfrequenzbereichs als eine Art von Lupe für sämtliche Verzerrungen und Störungen auswirkt [1, 2].

Im Zuge der gesamten Übertragungskette bildet die Rundfunk-Übertragungsleitung ein besonders wichtiges Glied, da in ihr große wirtschaftliche Werte langfristig investiert sind. Maßnahmen wie die Erweiterung des übertragenen Frequenzbandes oder die Verbesserung sonstiger Übertragungseigenschaften erfordern hier einen erheblichen Aufwand, dessen Berechtigung vorher genau geprüft werden muß. Aus dem Gesamtgebiet der Übertragungseigenschaften solcher Leitungen sollen im folgenden nur Laufzeitverzerrungen und Frequenzbandbegrenzungen und ihre Auswirkung auf das Klangbild betrachtet werden, d. h. also die linearen Verzerrungen der Übertragung, und zwar in der speziellen Form, wie sie bei Rundfunkleitungen auftreten. Über die Bewertung und die zulässige Grenze von Störgeräuschen bei hochwertigen Übertragungen wurde an anderer Stelle [3 a, 3 b] berichtet; über den Einfluß der nichtlinearen Verzerrungen sind Untersuchungen in Vorbereitung.

Der vorliegende Bericht stützt sich auf eingehende Untersuchungen, die in den Jahren 1950 und 1951 gemeinsam von der Deutschen Bundespost (DBP) und den westdeutschen Rundfunkanstalten durchgeführt worden sind. Der zu diesem Zeitpunkt vorliegende Stand der Kenntnisse über die Übertragungseigenschaften der deutschen Rundfunkleitungen ist dargestellt in der Arbeit von *Ribbeck* und *Strecker* [4] aus dem Jahre 1937. Inzwischen waren sämtliche Glieder der Übertragungskette entscheidend verbessert worden. Dadurch sind einerseits die früheren Erkenntnisse über die subjektive Störwirkung von Verzerrungen z. T. als überholt anzusehen, andererseits wurde in vielen Fällen die grundsätzliche Klärung der Wahrnehmbarkeit von Verzerrungen der betrachteten Art überhaupt erst ermöglicht.

B. Zur Methodik der subjektiven Bewertung von Verzerrungen bei Klangvorgängen

Als Grundforderung hat zu gelten, daß die Übertragung das künstlerisch gestaltete Klangbild nicht oder nur unwesentlich verändert. Die Abweichung des übertragenen Vorgangs vom „Originalvorgang" dient also als Maß für die Bewertung.

Die Methode der subjektiven Bewertung ist alt, jedoch ist man sich über die Voraussetzungen für die Gewinnung zuverlässiger Ergebnisse nicht immer im klaren gewesen. Außerdem haben sich bis vor kurzem oft Unvollkommenheiten in der Geräteentwicklung sehr störend bemerkbar gemacht. Im folgenden seien daher die wichtigsten Voraussetzungen für die Anwendung subjektiver Bewertungsverfahren bei Klangvorgängen zusammengestellt.

Die Schwierigkeit subjektiver Bewertung liegt allgemein darin, daß stets ein Gesamteindruck, der als Ergebnis mehrerer Faktoren entsteht, beurteilt werden muß. Damit die durch spezielle Verzerrungen verursachten Veränderungen des Klangbildes im Rahmen des Gesamteindrucks deutlich erkannt werden können, muß man zur Untersuchung einen Klangvorgang wählen, bei dem sich diese Verzerrungen besonders bemerkbar machen, ohne durch andere Effekte überdeckt zu werden. Der Klangvorgang — das „Motiv" — muß also empfindlich gegen die speziell zu untersuchenden Verzerrungen sein und unempfindlich gegen andere Verzerrungen. Die Wirkung einer Frequenzbandbegrenzung läßt sich z. B. nicht an einer obertonarmen Flötenmusik studieren, dagegen eignet sich diese gut zur Prüfung, ob nichtlineare Verzerrungen vorhanden sind. Das Motiv muß ferner einfach aufgebaut sein, d. h. es darf nicht aus einer größeren Anzahl über-

lagerter Klangvorgänge bestehen, deren Verzerrungen sich gegenseitig überdecken können. Wichtig ist es dabei, keine aus dem Zusammenhang herausgerissene Bruchstücke von Musik und Sprache, sondern in sich abgeschlossene Motive zu verwenden, da sich die Testpersonen in diese leichter „hineinhören". Von Bedeutung ist außerdem die richtige Motivdauer; eine Zeit von etwa 5 bis 10 Sekunden hat sich mit Rücksicht auf das akustische Erinnerungsvermögen als Optimum erwiesen. Schließlich sollte das Motiv zwar möglichst kritisch sein, jedoch durchaus in der Praxis der Rundfunkübertragungen vorkommen. Danach sind also in erster Linie musikalische Motive zu verwenden, jedoch auch Sprache, weil es auch bei der Übertragung von Sprache im Rundfunk auf die Erhaltung des originalen künstlerischen Ausdrucks ankommt. Extreme Klangvorgänge, wie sie z. B. durch reine Sinustöne oder Rechteckwellen entstehen, interessieren dagegen nicht; sie würden z. T. viel zu strenge Bewertungsmaßstäbe liefern.

Einige weitere Bemerkungen sind zur *Auswahl der Beobachter* zu machen. Will man eine echte Aussage über die Qualität und nicht etwa über das durchschnittliche Urteilsvermögen der Hörerschaft gewinnen, so ist eine Beurteilung durch ein relativ kleines Gremium urteilsfähiger Zuhörer notwendig und ausreichend. Man muß sich vergewissern, daß bei den Beobachtern keine physiologischen oder psychologischen Mängel (z. B. mangelnde Hörfähigkeit für hohe Frequenzen im Alter oder Voreingenommenheit) vorliegen.

Diskrepanzen im Urteil, die auf unterschiedlichem Geschmack beruhen, werden ausgeschlossen, wenn man sich darauf beschränkt, lediglich Veränderungen im Klangbild gegenüber einem als „Original" anerkannten Test-Klangbild feststellen zu lassen. Manchmal ist es allerdings von Vorteil, wenn neben der Feststellung, daß eine Veränderung im Klangbild beobachtet wurde, auch eine Bewertung dieser Veränderung verlangt wird (z. B. „Veränderung bemerkbar, jedoch nicht unbedingt als qualitätsmindernd anzusehen").

Auf die sonstigen methodischen Voraussetzungen bei subjektiven Versuchen, wie Vermeidung von gegenseitiger Beeinflussung, Ermüdung u. dgl., sei hier nicht näher eingegangen.

Von den *Fortschritten in der Geräteentwicklung*, die eine entscheidende Voraussetzung für die Untersuchungen bildeten, ist hier die Weiterentwicklung der Mikrophone, der Lautsprecher und besonders des Magnettonverfahrens zu erwähnen. Der heutige hohe Stand der Schallaufzeichnung bringt für subjektive Untersuchungen aller Art eine Reihe wichtiger Vorteile mit sich. Es ist möglich, die Erzeugung der Motive, die Untersuchung des betrachteten Übertragungssystems und die Auswertung selbst (z. B. im Testverfahren) durch Anwendung einer Speicherung zeitlich voneinander zu trennen und außerdem bei verschiedenen Versuchen stets genau den gleichen Klangvorgang zur Verfügung zu haben. Man kann ferner unter verschiedenen Versuchsbedingungen und zu verschiedenen Zeiten übertragene Motive nachträglich unmittelbar nacheinander abspielen, wodurch erst eine Vergleichsmöglichkeit gegeben ist. Darüber hinaus ist die einwandfreie Dokumentation der Ergebnisse von Wert.

Schließlich bietet die Aufzeichnung noch als weitere Möglichkeit die Anwendung des unter C II 5 beschriebenen Iterationsprinzips [5 a, 5 b], das auf einem mehrfachen Überspielen von Testmotiven über das gleiche Übertragungsglied beruht. Gerade für Untersuchungen von Laufzeitverzerrungen auf Leitungen empfiehlt sich dies Verfahren, da man auf diese Weise die praktisch meist nur in begrenzter Länge für Versuche zur Verfügung stehenden Leitungsschleifen künstlich erheblich verlängern kann. Eine Grenze der Anwendungsmöglichkeit für dieses Prinzip findet sich dort, wo sich durch vielfaches Iterieren andere Verzerrungen des Untersuchungsobjekts oder des Magnettongerätes und die Geräusche so sehr summieren, daß der zu untersuchende Effekt verdeckt wird. Im vorliegenden Fall addieren sich die Laufzeitverzerrungen linear, die Dämpfungsverzerrungen logarithmisch, statistisches Rauschen leistungsmäßig und nichtlineare Verzerrungen sowie diskrete Störfrequenzen vektoriell.

Übrigens ist die Iteration auch sehr wertvoll für die Schulung des Ohres, da man leicht eine Skala von Verzerrungszuständen aufbauen kann.

C. Untersuchung der Auswirkung von Laufzeitverzerrungen und Frequenzbandbeschneidungen auf Rundfunk-Leitungen

I. Aufgabenstellung

Das Ziel der im folgenden beschriebenen Versuche war in erster Linie die Ermittlung der noch zulässigen Laufzeitverzerrungen (gemeint ist hier stets die Gruppenlaufzeit $t = \frac{db}{d\omega}$) am oberen und am unteren Ende des bei den bisherigen deutschen Rundfunkleitungen (Rf-Leitungen) übertragenen Frequenzbandes. Sodann sollte die Wirksamkeit eines von der Deutschen Bundespost für Leitungen dieser Art entwickelten Laufzeitentzerrers (vgl. unter II 6) erprobt werden. Ferner sollte die Beeinflussung der Qualität der Testmotive durch die Übertragungseigenschaften einer Rf-Versuchsleitung neuer Bauart geprüft werden.

Schließlich sollten noch die Auswirkungen von Frequenzbandbegrenzungen am oberen Ende des Übertragungsbereiches untersucht werden.

Die untere Grenze des Übertragungsbereiches interessierte in diesem Zusammenhang weniger, da das Frequenzband der untersuchten Rf-Leitung bis unter 30 Hz reichte und diese tiefen Frequenzen in den Funkhäusern aus raumakustischen Gründen (Gebäudeschwingungen, schwierige Schalldämpfung) bei etwa 40 Hz abgeschnitten werden.

II. Aufbau und elektrische Eigenschaften der Versuchsanordnung und der Versuchsleitungen

1. Allgemeines

Die Meßanordnungen wurden auch während der Versuche häufig im Kurzschluß überprüft. Umschaltungen wurden so vorgenommen, daß die Impedanz- und Pegelverhältnisse dadurch nicht beeinflußt wurden. Ebenso wurden die Symmetriebedingungen der Versuchsanordnung beachtet, und die Größe ihrer nichtlinearen Verzerrungen wurde überwacht. Für die Aussteuerungskontrolle wurden Spitzenwertmesser des Typs U 21 (Aussteuerungsmesser 48) benutzt, damit Übersteuerungen mit Sicherheit vermieden wurden [6, 7].

2. Meßanordnung und die wichtigsten elektrischen Eigenschaften der benutzten Einrichtungen im Funkhaus des NWDR Hamburg

Die Versuchsanordnung zeigt Bild 1. Bei den beiden Magnetophonen handelte es sich um hochwertige Studiomaschinen, die besonders eingemessen und hergerichtet waren (AEG-Maschinen vom Typ T 8). Angaben über die elektrischen Eigenschaften der Versuchsapparatur enthält Tafel 1.

3. Aufbau und elektrische Eigenschaften der Versuchsleitungen

Von der Deutschen Bundespost wurden nach 1945 neue Rundfunk-Verstärkereinrichtungen entwickelt und aufgebaut, deren elektrische Eigenschaften dem verbesserten Stand der Technik entsprechen [8 a, 8 b]. Im Zusammenhang damit wurden von der Deutschen Bundespost auch praktische Versuche zur Erweiterung des effektiv auf den Rundfunkleitungen übertragenen Frequenzbandes und zur Verringerung der Laufzeitverzerrungen vorgenommen [9]. Für die Versuche wurden 2 Leitungsschleifen nach Tafel 2 und 3 benutzt, die beide vom Rundfunk-Verstärkeramt Hamburg ausgingen (Bild 2).

Bei der Versuchsschleife I handelte es sich um eine Rf-Leitung, die dem bisherigen Standardtyp der deutschen Rf-Fernleitungen entsprach; sie führte von Hamburg nach Köln und zurück. In ihren elektrischen Eigenschaften erfüllte sie die CCIF-Empfehlungen über „Rf-Leitungen alter Art" (CCIF-Gelbbuch, Band III bis,

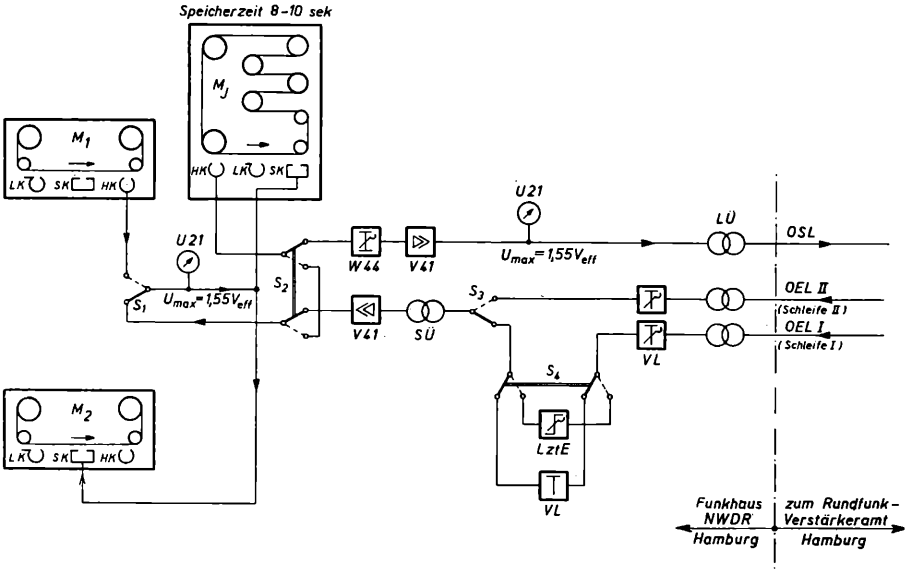


Bild 1. Prinzip der Versuchsanordnung im Funkhaus des NWDR in Hamburg

M_1 = Magnettongerät mit den Testmotiven
M_2 = Magnettongerät zur Aufzeichnung der überspielten Testmotive
M_J = Iterationsanlage
SK = Aufsprechkopf
HK = Wiedergabekopf
LK = Löschkopf
LztE = Laufzeitentzerrer
VL = frequenzunabhängige Dämpfung
$S_1 \ldots S_4$ = Umschalter
LÜ = Leitungsübertrager
SÜ = Symmetrierübertrager
OSL = Ortssendeleitung zum Rf-Verstärkeramt der Deutschen Bundespost
OEL = Ortsempfangsleitung vom Rf-Verstärkeramt der Deutschen Bundespost
U_{21} = Aussteuerungsmesser 48 (Spitzenwertmesser)

Tafel 1. Übersicht über die wichtigsten elektrischen Übertragungseigenschaften der Versuchsanordnung im Funkhaus des NWDR Hamburg

(Gruppenlaufzeit der Versuchsanordnung im Funkhaus des NWDR in Hamburg siehe Bilder 7 a und 7 b)

Gerät	Frequenzgang	Klirrfaktor bei 1,55 V_{eff}	Fremdspannungsabstand (unbewertet)	Geräuschspannungsabstand (CCIF-Rf-Filter 1949)	Bemerkungen
Verstärker Typ B–V 41	40...15000 Hz: ± 1 db	60 Hz: ≈ 0,2 % 800 Hz (5000 Hz): ≈ 0,1 %	> 67 db	> 69 db	
Verstärker Typ B–V 41 + B–V 42	40...15000 Hz: ± 1,3 db	60 Hz: ≈ 0,65 % 800 Hz (5000 Hz): ≈ 0,25 %	> 65 db	> 69 db	
Magnetophon Typ T8 (AEG)	40–15000 Hz: ± 2 db	bei 1000 Hz: ≈ 2 %	≈ 58 db	≧ 60 db	
Iterationsanlage (NWDR)	40...12000 Hz: ± 0,2 db	1000 Hz: < 1,5 %	≧ 50 db	≧ 60 db	Speicherdauer: 10 sec Tonhöhenschwankungen: ± 0,15 %
Gesamte Anlage einschl. Leitung I bzw. II:			≧ 50 db (5,75 N)	≧ 60 db (6,90 N)	

S. 144—154); in verschiedener Hinsicht hatte sie jedoch bessere Eigenschaften.

Als Versuchsleitung II wurde eine von der Deutschen Bundespost für Versuche eingerichtete Leitung Hamburg—Frankfurt (Main)—Hamburg benutzt, deren Eigenschaften mit als Vorbild für die neuen deutschen Rf-Leitungen der Weitverkehrsebene dienen [9]. Sie entsprach den CCIF-Empfehlungen über „normale Rf-Leitungen" (CCIF-Gelbbuch, Band III bis, S. 154—160) und erfüllte darüber hinaus auch die Angaben für die seinerzeit im CCIF diskutierten „hochwertigen Rf-Leitungen" (CCIF-Gelbbuch, Band III bis, S. 161—164) [2]. Die Bilder 3 a und 3 b zeigen den relativen Pegelverlauf der beiden Schleifen.

Tafel 2. Aufbau der für die Versuche benutzten Rundfunk-Fernleitungen

Eigenschaft	Versuchsleitung	
	I: Hamburg—Köln—Hamburg	II: Hamburg—Frankfurt (M)—Hamburg
Länge	1160 km	1070 km
Leitungsart	geschirmtes Paar („gelbe" Rundfunkleitung)	892 km Sternvierer-Phantom + 180 km DM-Vierer-Phantom (Papierisolation)
Aderndurchmesser	1,4 mm (Cu)	1,2 mm (Cu) u. 1,5 mm (Al)
Spulenabstand	1,7 km	unbespult
Spuleninduktivität	12 mH	
Grenzfrequenz	≈ 11000 Hz	—
Anzahl der Verstärkerpunkte	17	33
Verstärkertyp	15 Ämter: Typ 34 2 Ämter: Typ 48 (Hamburg u. Köln)	Typ 48

4. Meßverfahren

Die *Laufzeitverzerrungen* wurden nach mehreren Verfahren unabhängig voneinander gemessen. So wurde die Gruppenlaufzeit sowohl aus der Phasenkurve bestimmt, die mit Hilfe eines Phasenschiebers aufgenommen wurde, als auch aus einer Messung nach der Kompensationsmethode (unter Verwendung eines Differentialübertragers) und Aufzeichnung der resultierenden Pegelschwankungen mit einem Pegelschreiber [10]. Da bei der Versuchsleitung I eine Phasendrehung um 180° bereits bei einer Frequenzänderung von etwa 25 Hz auftritt, liegt die Schwierigkeit bei der Messung im oberen Teil des Übertragungsbereiches (der hier besonders interessiert) in einer genauen Bestimmung der zu den Maxima und Minima gehörigen Frequenzen.

Außer mit diesen herkömmlichen Methoden wurde die Gruppenlaufzeit auch mit Hilfe von Impulsmeßverfahren ermittelt. Das in [11 a] beschriebene Verfahren eignet sich allerdings nur für eine überschlägige Ermittlung der Laufzeit; die Methode mit Rechteckwellen [11 b] ist für die relativ großen Verzerrungen (mehrere msec) zu empfindlich.

Tafel 3. Die wichtigsten elektrischen Eigenschaften der benutzten Versuchsleitungen und die zugehörigen CCIF-Empfehlungen

(Die angegebenen Werte gelten nur für die Fernleitungen ohne Funkhauseinrichtungen bzw. Versuchsapparaturen)

Eigenschaft	Versuchsleitung		CCIF-Empfehlungen für	
	I	II	„alte" Rundfunkleitungen	„normale" Rundfunkleitungen
1	2	3	4	5
Wirksam übertragenes Frequenzband	30—8500 Hz	20—16000 Hz	50—6400 Hz	50—10000 Hz
Pegelabweichung, bezogen auf 800 Hz	35—8200 Hz: ± 0,1 N	20—15000 Hz: ± 0,1 N	± 0,2 N	
Größte Nutzspannung auf der Leitung	3,1 V_{eff}	3,1 V_{eff}	4,4 V_{eff}	
Anpassungsimpedanz	316 Ohm	600 Ohm	600 Ohm	
Aussteuerungsreserve	≈ 0,6 N	≈ 1,0 N	—	
Gruppenlaufzeit $t = \frac{db}{d\omega}$ (siehe auch Bilder 7a und 7b)	$t_{50} - t_{min}$: 40 msec $t_{100} - t_{min}$: 18 msec $t_{8000} - t_{min}$: 8 bis 10 msec	$t_{50} - t_{min}$: 13 msec $t_{100} - t_{min}$: 4 msec $t_{15000} - t_{min}$: ≈ 0 msek	$t_{50} - t_{800\,Hz} \leqq 70$ ms $t_{6400} - t_{800\,Hz} \leqq 10$ ms	$t_{50} - t_{min} < 80$ ms $t_{100} - t_{min} < 20$ ms $t_{10000} - t_{min} < 8$ ms
Klirrfaktor bei größter Nutzspannung (s. o.)	> 100 Hz: < 1 % 50—100 Hz: < 1,5 %	> 50 Hz: < 0,8 %	Vorläufige Werte: $k < 10$ % anzustreben: $k \leqq 4$ %	
Geräusche				
a) Fremdspannung (unbewertet)	6 (10) mV	4—6 mV	44 mV (vorläufiger Wert)	
b) Geräuschspannung (bewertet mit CCIF-Rf-Filter von 1949)	2 mV	1—2 mV	4,4 mV	
übertragbare Dynamik	1 : 100 (40 db)	1 : 300 (50 db)	1 : 100 4,6 N (40 db) (vorläufiger Wert)	

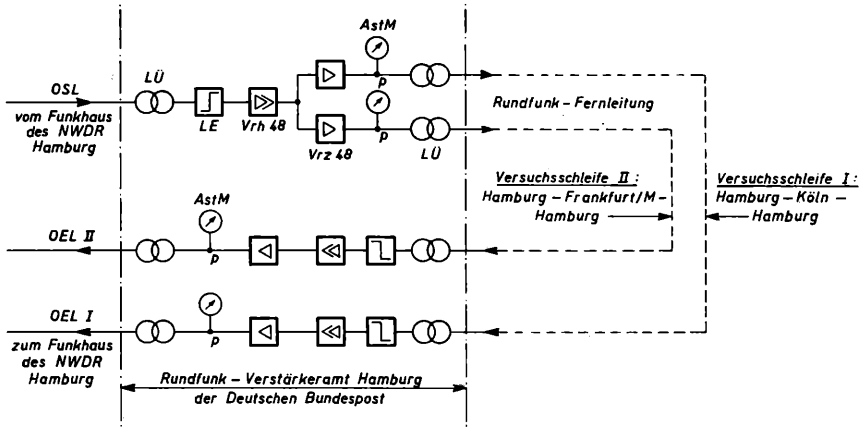


Bild 2. Anordnung der Rundfunk-Fernleitungs-Versuchsschleifen I und II

p = Pegelpunkt: $U_{max} = 3{,}1\ V_{eff}$
AstM = Aussteuerungsmesser 48 (U_{21})
LE = Leitungsentzerrer
Vrh 48 = Rundfunk-Hauptverstärker 48
Vrz 48 = Rundfunk-Zusatzverstärker 48 (Trennverstärker)

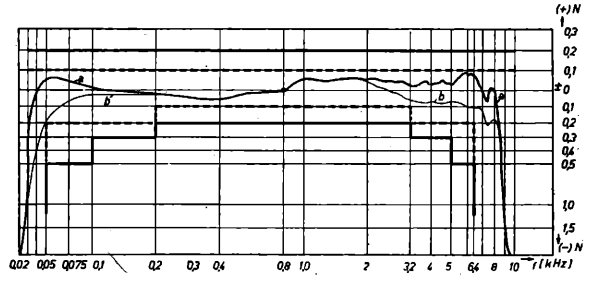


Bild 3 a. Relativer Pegelverlauf der Versuchsschleife I: Hamburg—Köln—Hamburg

CCIF-Toleranz für Rundfunkleitungen „alter Art"
———— in Nichtgrenzämtern
— — — — in Grenzverstärkerämtern
Kurve a: Leitung ohne Laufzeitentzerrer
Kurve b: Leitung mit Laufzeitentzerrer

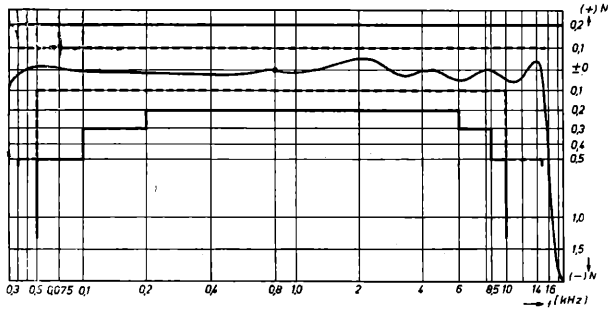


Bild 3 b. Relativer Pegelverlauf der Versuchsschleife II: Hamburg—Frankfurt am Main—Hamburg

CCIF-Toleranz für
———— „normale" Rundfunkleitungen
— — — — „hochwertige" Rundfunkleitungen
(seinerzeit diskutierte Richtwerte)

5. Iterationsverfahren

Beim Iterationsverfahren wird ein Testvorgang auf Band aufgenommen und über das zu untersuchende System abgespielt. Am Systemausgang wird der (einmal verzerrte) Vorgang aufgezeichnet und sodann erneut über das System gegeben und wieder aufgezeichnet. Dies wird so lange wiederholt, bis man gehörmäßig Klarheit über die Art der auftretenden Verzerrungen gewinnen kann.

Das Verfahren ist anwendbar, solange die durch die Magnettonapparatur hervorgerufenen Verzerrungen klein bleiben gegenüber den Verzerrungen beim einmaligen Überspielen des Testvorganges über das zu untersuchende Übertragungssystem.

Für das Iterationsverfahren können z. B. zwei normale Magnetophone benutzt werden. Einfacher und zeitsparender ist es jedoch, eine endlose Bandschleife zu benutzen, die dauernd umläuft. Mit Rücksicht auf die Bandführung ist die Länge der Bandschleife und damit die Speicherzeit allerdings begrenzt. Für die Versuche wurde eine vom NWDR entwickelte Iterationsanlage benutzt, deren Speicherzeit etwa 10 sec betrug [12].

Die Grenze der Iteration ist erreicht, wenn die durch die Iterationsanlage bedingten Qualitätsverschlechterungen (hervorgerufen durch den Frequenzgang der Anlage, Bandgeräusch, Bandschwankungen usw.) beginnen, den untersuchten Effekt zu überdecken. Im allgemeinen beeinflußte ein fünfmaliges Umspielen innerhalb der Anlage den Frequenzgang und den Geräuschspannungsabstand noch nicht wesentlich, lediglich Tonhöhenschwankungen begannen bereits hörbar zu werden. Sie waren bei den beschriebenen Untersuchungen über die Laufzeitverzerrungen aber noch nicht kritisch.

6. Laufzeitentzerrer

Bei einer mit Verstärkereinrichtungen versehenen und bespulten Rundfunkleitung ist die Gruppenlaufzeit $t = \frac{db}{d\omega}$ frequenzabhängig und hat einen typischen Verlauf, der in Bild 4 dargestellt ist. Um die Verzer-

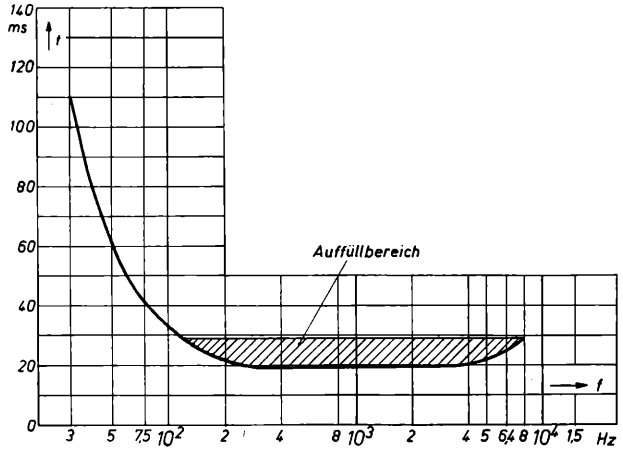


Bild 4. Prinzip der Laufzeitentzerrung

rungen bei den hohen Frequenzen auszugleichen, muß die Gruppenlaufzeit frequenzabhängig im schraffierten Bereich ganz oder zum Teil aufgefüllt (vergrößert) werden. Bei den tiefen Frequenzen ist das Ohr gegen Laufzeitverzerrungen weniger empfindlich. Die bei Rundfunkleitungen auftretenden Werte liegen hier meist innerhalb der zulässigen Grenzen; eine Laufzeitentzerrung wäre hier auch wegen des großen Aufwands schwer zu realisieren. (Eine gewisse Verringerung der wirksamen Verzerrung ergibt sich jedoch durch den benutzten Entzerrer auch bei den Tiefen, wie Bild 7 a zeigt.)

Zur Laufzeitentzerrung wurden Kreuzglieder (oder äquivalente Glieder) mit konstantem und reellem Wellenwiderstand (Bild 5) benutzt, die so dimensioniert waren, daß im wesentlichen nur ihr Laufzeitverhalten um den Resonanzpunkt herum zur Auswirkung kam. Die außerhalb dieses Frequenzbereiches noch vorhandene endliche Laufzeit konnte — soweit sie nicht ohnehin erwünscht war — in Kauf genommen werden, da gewisse Restverzerrungen zulässig sind.

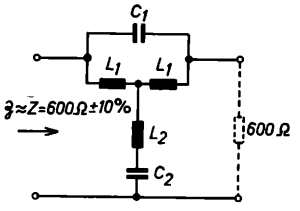


Bild 5. Prinzipschaltbild eines Laufzeitentzerrergliedes

Bei der Bemessung des Entzerrers wird so vorgegangen, daß im stark frequenzabhängigen Bereich der Gruppenlaufzeit Glieder mit scharfer Resonanzkurve (also kleinem L/C-Verhältnis) liegen; im Bereich von etwa konstantem $\frac{\mathrm{d}b}{\mathrm{d}\omega}$ (oder geringer Steigung der Laufzeitkurve) genügen Glieder mit flachen Resonanzkurven.

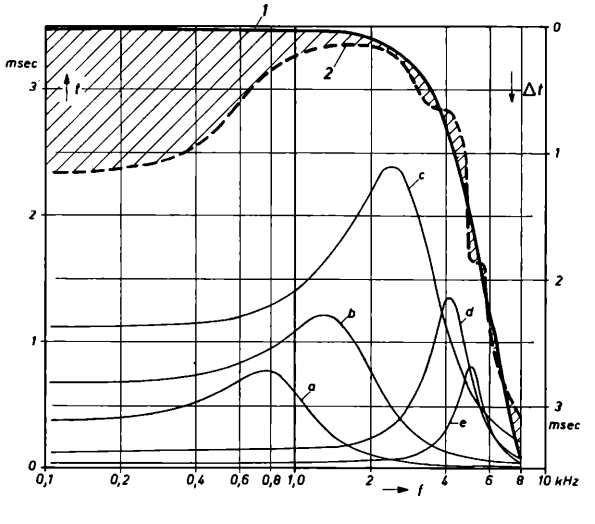


Bild 6. Beispiel für die Wirkungsweise eines Laufzeitentzerrers

Kurve 1: Zu entzerrende Laufzeitkurve
Kurve 2: Mit eingezeichneten Gliedern erreichte Entzerrung (= Zusatzlaufzeit). Die schraffierte Fläche stellt die Restverzerrung dar.
Kurven a . . . e: Laufzeiten einzelner oder zu Gruppen mit gleicher Kennfrequenz zusammengeschalteter Laufzeitglieder
Kurve a: 1 Glied; $f_0 = 0{,}77$ kHz
Kurve b: 3 Glieder; $f_0 = 1{,}28$ kHz
Kurve c: 10 Glieder; $f_0 = 2{,}40$ kHz
Kurve d: 4 Glieder; $f_0 = 4{,}15$ kHz
Kurve e: 2 Glieder; $f_0 = 5{,}05$ kHz
20 Glieder

Die durch die einzelnen Glieder erzeugten frequenzabhängigen Laufzeiten superponieren sich; sie ergeben naturgemäß eine Feinstruktur, die jedoch bei geeigneter Bemessung unerheblich ist, ebenso wie die verbleibenden Restverzerrungen unbedenklich sind [13].

Die Wirkungsweise eines aus 20 Gliedern bestehenden Entzerrers sowie der einzelnen Entzerrerglieder bzw. Gliedergruppen ist in Bild 6 dargestellt. Das Beispiel zeigt, daß man eine gute Annäherung an die Sollkurve erreichen kann. Die Restverzerrungen (schraffierter Bereich) sind bei den Höhen unbedeutend; bei den Tiefen läßt sich die fehlende Laufzeit durch 1 bis 2 weitere flache Glieder niedriger Kennfrequenz ($\approx 400 \ldots 500$ Hz) leicht auffüllen.

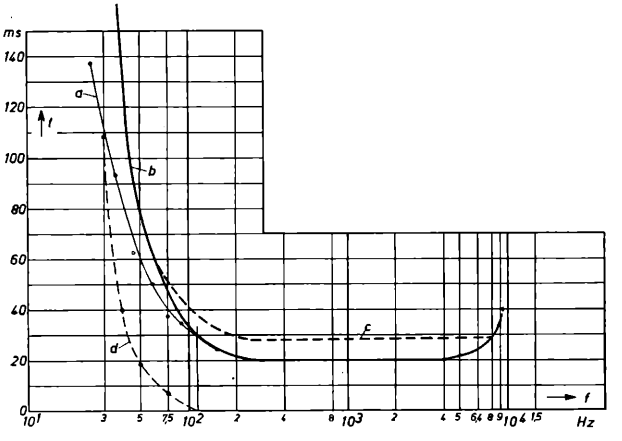


Bild 7 a. Gruppenlaufzeit der Versuchsleitung I: Hamburg—Köln—Hamburg

Kurve a: Leitung o h n e Versuchsanordnung im Funkhaus des NWDR in Hamburg
Kurve b: Wie Kurve a, aber m i t Versuchsanordnung im Funkhaus
Kurve c: Wie Kurve b, aber m i t Laufzeitentzerrer
Kurve d: Gruppenlaufzeit der Versuchsanordnung im Funkhaus

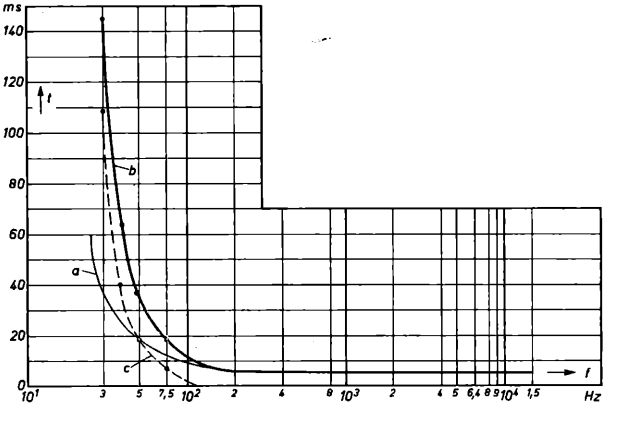


Bild 7 b. Gruppenlaufzeit der Versuchsleitung II: Hamburg—Frankfurt am Main—Hamburg

Kurve a: Leitung o h n e Versuchsanordnung im Funkhaus des NWDR
Kurve b: Wie Kurve a, aber m i t Versuchsanordnung im Funkhaus
Kurve c: Gruppenlaufzeit der Versuchsanordnung im Funkhaus

Die Gruppenlaufzeiten der Versuchsschleife I (ohne und mit Laufzeitentzerrer) und der Schleife II zeigen die Bilder 7 a und 7 b. Ein Vergleich mit Tafel 3 ergibt, daß man unter den vom CCIF als zulässig bezeichneten Werten bleibt. Man ersieht aus Bild 7 a, daß der Laufzeitentzerrer die Verzerrungen bei den Höhen völlig kompensiert und auch bei den Tiefen eine gewisse Verbesserung bewirkt. Der Aufwand für den Entzerrer ist nicht unerheblich; die Zahl der benutzten Laufzeitglieder und ihre Resonanzfrequenzen enthält die Tafel 4.

Tafel 4. Aufbau des Laufzeitentzerrers für die Versuchsschleife I: Hamburg—Köln—Hamburg

Resonanzfrequenz	Anzahl der Glieder
400 Hz	1
1173 Hz	4
2090 Hz	8
3720 Hz	28
5730 Hz	16
Insgesamt:	57 Glieder

Durch eine so große Zahl von Resonanzgliedern entsteht auch eine gewisse frequenzabhängige Dämpfung. Diese wurde durch ein vorgeschaltetes Netzwerk ausgeglichen, so daß die Gesamtdämpfung des Laufzeitentzerrers schließlich frequenzunabhängig (± 0,1 N) war; sie betrug etwa 0,9 N.

Es ist noch darauf hinzuweisen, daß der Laufzeitentzerrer auch bei Verwendung hochwertigen Eisens für die Spulenkerne nichtlineare Verzerrungen erzeugt. Setzt man ihn an einen Punkt niedrigen Pegels, so können diese aber genügend klein gehalten werden.

Ein Teil der nichtlinearen Verzerrungen (z. B. der Form $2f_1 - f_2$), die durch die zur Versuchsanordnung gehörigen und hinter dem Laufzeitentzerrer liegenden Verstärker usw. hervorgerufen werden, addieren sich beinahe linear zu denen der vor dem Laufzeitentzerrer liegenden Versuchsschleife, weil die Gruppenlaufzeit am Ausgang des Laufzeitentzerrers in einem großen Teil des Übertragungsbereiches praktisch konstant ist. Der hier angewendete „konzentrierte" Phasenausgleich ist aber weniger kritisch, als wenn er z. B. entlang der Strecke in jedem Verstärkeramt vorgenommen würde, weil sich dann die in Frage kommenden Klirrkomponenten beinahe *aller* Einrichtungen (und nicht nur die der Endgeräte) linear addieren würden [13]. Der „konzentrierte" Phasenausgleich ist auch in bezug auf den technischen Aufwand zu empfehlen. Es sei hier noch bemerkt, daß der geübte Beobachter durchaus in der Lage war, zwischen Laufzeitverzerrungen und den gleichzeitig auftretenden nichtlinearen Verzerrungen zu unterscheiden.

7. Anordnung zur Untersuchung der Frequenzbandbeschneidung

Für die Untersuchungen über die Auswirkungen von Frequenzbandbeschneidungen wurden hochwertige Filter (Hoch- und Tiefpässe) benutzt, die durch Dämpfungsglieder ersetzt werden konnten (Bild 8).

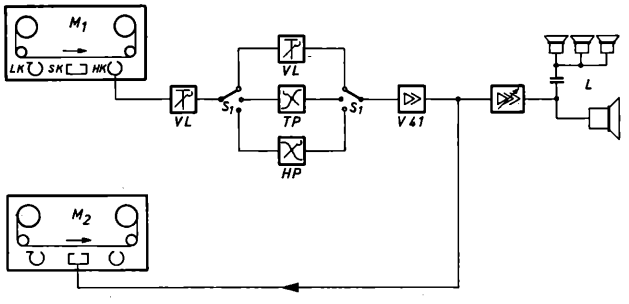


Bild 8. Prinzipschaltbild der Anordnung für die Frequenzbandbegrenzung

M_1 = Sendemagnettongerät
M_2 = Aufnahmemagnettongerät
VL = Frequenzunabhängige Dämpfung
TP = umschaltbarer Tiefpaß
HP = umschaltbarer Hochpaß
L = Lautsprecherkombination
S_1 = Umschalter

Nach der CCIF-Bestimmung gilt bei Rf-Leitungen eine Frequenz dann noch als *wirksam* übertragen, wenn sie im Vergleich zur Bezugsfrequenz 800 Hz um nicht mehr als 0,5 N (4,34 db) gedämpft ist. Für Fernsprechleitungen gilt die entsprechende Definition mit der Abweichung, daß dort 1 N (8,69 db) als Dämpfungsunterschied festgelegt ist. Es ist zweckmäßig, diese letztere Definition auch für die hier behandelten Versuche zugrunde zu legen, weil eine Frequenz auch bei einem Pegelabfall um 0,5 N in vielen Fällen noch zum Klangeindruck beitragen kann. Bild 9 zeigt die Kurven der benutzten Tiefpässe und die den obigen Definitionen entsprechenden Frequenzgrenzen.

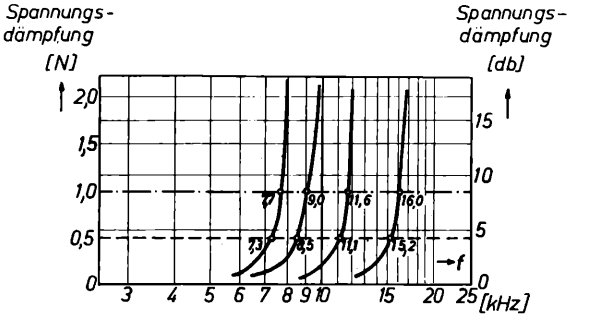


Bild 9. Dämpfungsverlauf der für die Frequenzbandbegrenzung benutzten Filter

– – – – – – Maximale Dämpfung für wirksam übertragene Frequenzen nach der CCIF-Definition für Rf-Leitungen

—·—·—·— Maximale Dämpfung für wirksam übertragene Frequenzen nach der Definition die den Abhörversuchen zugrunde liegt

Die Untersuchungen wurden nicht mit Originalmusik, sondern mit ausgesuchten Bandaufnahmen vorgenommen. Dieses Verfahren mag wohl einige Nachteile in sich bergen, es hat aber den Vorteil einer exakten Reproduzierbarkeit und damit einer leichten Überprüfung der Ergebnisse.

Die nichtlinearen Verzerrungen können das Ergebnis von Untersuchungen über die Wirkung von Frequenzbandbeschneidungen u. U. erheblich beeinflussen. Dies trifft vor allem dann zu, wenn die Verzerrungsprodukte in einem Frequenzbereich liegen, wo sie von den Nutzamplituden nur wenig oder gar nicht überdeckt werden. Liegen in diesen Fällen z. B. Oberwellen oder besonders Summentöne in dem Teil des Übertragungsbereiches, der bei der Beschneidung unterdrückt wird, so kann ein Begrenzungseffekt vorgetäuscht werden. Dies tritt manchmal sogar ziemlich stark in Erscheinung, weil die meisten unharmonisch zu den Grundtönen liegenden Summenfrequenzen gut herausgehört werden können. Diese Fragen wurden zwar bei den obigen Untersuchungen berücksichtigt, es kann jedoch sein, daß man bei Benutzung von Originalmusik vielleicht zu etwas abweichenden Ergebnissen kommt, weil bei Benutzung von Bändern ein gewisser Prozentsatz an nichtlinearen Verzerrungen unvermeidbar ist. Untersuchungen mit Originalmusik leiden aber wegen der mit ihnen meist verbundenen hohen Kosten oft unter einem starken Zeitdruck, und man ist daher geneigt, weniger gründlich vorzugehen. Hierdurch können dann ebenfalls merkliche Fehler entstehen.

8. Benutzte Lautsprecher

Die Lautsprecher stellen im allgemeinen das schwächste Glied der Übertragungskette und damit leicht eine Fehlerquelle dar. Bei den hier zum Abhören verwen-

deten hochwertigen Lautsprecherkombinationen dürften indessen die noch verbleibenden Fehler vernachlässigbar sein.

Als Abhörlautsprecher wurden sowohl die üblichen Studiolautsprecher (mit Hochtonsystemen) als auch die Tiefton-Kugelstrahlerkombination des NWDR benutzt, die die hohen Frequenzen kugelförmig mit konstanter Leistung in den Raum abstrahlt [14]. Da die Abhörräume in ihren Schallschluckeigenschaften — wie dies bei Studios üblich ist — ausgeglichen waren, besteht somit die Gewähr, daß die Ergebnisse nicht wesentlich verfälscht wurden.

III. Art und Anwendung der Testmotive

1. In Abschnitt B wurden die allgemeinen Voraussetzungen erläutert, die von Testmotiven zur Prüfung akustischer Übertragungsanlagen zu erfüllen sind. Für den Fall der *Laufzeitverzerrungen* von Rundfunkleitungen werden demnach zwei Typen von Motiven benötigt, nämlich solche, deren Klänge neben mittleren Frequenzen wesentlich hohe enthalten zur Untersuchung der Verzerrungen an der oberen Übertragungsgrenze und solche, die außer mittleren auch tiefe Frequenzen besitzen, so daß die Laufzeitdifferenzen am unteren Ende des Frequenzbandes erfaßt werden.

   In beiden Fällen müssen die Klänge möglichst schnell einschwingen und abklingen, da bei langsam anschwellenden und verklingenden Tönen die zu untersuchenden Effekte verdeckt werden. Für Untersuchungen an der oberen Frequenzgrenze erwies sich Cembalomusik als besonders gut geeignet, für die tiefen Frequenzen gezupfte oder geschlagene Saiteninstrumente.

   Ein gutes Kriterium stellt ferner scharf artikulierte Sprache dar (insbesondere weibliche Sprache hoher Stimmlage). Schließlich sind kurze Schaltknacke zu erwähnen, die sich bei Übertragungen auf transkontinentalen Strecken besonders unangenehm bemerkbar machen können. Von diesen beiden Arten von Klangvorgängen ist ihre große Empfindlichkeit gegen Laufzeitverzerrungen an der oberen Übertragungsgrenze bekannt. Außerdem wurden die „klassischen" Geräusche, wie Händeklatschen, Papierknistern, Zerbrechen eines Holzstabes usw., zur Prüfung benutzt.

   Die Tafel 5 enthält eine Auswahl der schließlich für die Untersuchung von Laufzeitverzerrungen benutzten Motive. Die Motivdauer betrug jedesmal 8 Sekunden.

   Zur Herstellung der Motive 1 bis 3 wurde ein zweistimmiges, elektronisches Musikgerät, das Melochord, benutzt, das sich wegen seiner großen Variationsmöglichkeiten, der Vermeidung raumakustischer Verzerrungen (Nachhall) u. dgl., als sehr geeignet erwies.

   Für die Beurteilung der *Laufzeitentzerrungsmaßnahmen* (s. o.) erwies sich folgende Reihenfolge als günstig:

   a) Original;

   b) *dreitausend Kilometer,* d. h. Überspielung über dreimal tausend Kilometer Rf-Leitung, zunächst *ohne* Laufzeitentzerrung, anschließend *mit* Laufzeitentzerrung, zum Schluß dreimalige Iteration im Kurzschluß.

   c) *fünftausend Kilometer,* d. h. Überspielung über fünfmal tausend Kilometer Rf-Leitung, zunächst *ohne* Laufzeitentzerrung, anschließend *mit* Laufzeitentzerrung, zum Schluß fünfmalige Iteration im Kurzschluß.

   In ähnlicher Weise wurde auch bei den übrigen Beurteilungen vorgegangen.

   Der Vergleich mit der „Iteration im Kurzschluß" ist *stets* notwendig, damit jede Trübung des Urteils infolge der bei höheren Iterationszahlen unvermeidlichen Qualitätsminderung durch den Aufzeichnungsprozeß vermieden wird.

2. Die Untersuchungen von *Frequenzbandbegrenzungen* beschränkten sich im wesentlichen auf die obere Übertragungsgrenze. Die Auswahl der Klangmotive machte hier keine besondere Mühe; es ist allgemein bekannt, bei welchen Musikinstrumenten und Geräuschquellen die hohen Frequenzen besonders kräftig ausgeprägt sind. Benutzt wurden u. a. Instrumente wie Akkordeon, Cembalo, Jazzbesen, Tambourin, ferner ein Kinderchor und eine Telefonglocke.

   Bei der Untersuchung der Frequenzbeschneidungen wurde, wie üblich, jedesmal das durch den Tiefpaß begrenzte Frequenzband mit dem vollen Originalumfang in unmittelbarer Aufeinanderfolge verglichen. Die Anwendung des Iterationsverfahrens erübrigt sich hier.

Tafel 5. Überblick über einige für die Untersuchung der Laufzeitverzerrungen benutzten Testvorgänge

Motiv Nr.	Art	Frequenzinhalt und Verwendung
1	„Cembalo" (Melochord)	Tiefste vorkommende Frequenz etwa 160 Hz, höchste annähernd 8000 Hz. Zur Prüfung der Laufzeitverzerrungen bei *hohen* Frequenzen
2	„Fagott u. Schlagbaß" (Melochord)	Tiefste Frequenz etwa 50 Hz. Zur Prüfung der Laufzeitverzerrungen bei *tiefen* Frequenzen
3	„Flöte u. Fagott" (Melochord)	Weiche Einschwingvorgänge, Laufzeitverzerrungen weder bei hohen noch bei tiefen Frequenzen zu erwarten
4	Zwei kurze Schaltknacke	Zur Prüfung der Laufzeitverzerrungen bei *hohen* Frequenzen
5	Cembalo (mehrstimmig)	Beispiel einer gegen Laufzeitverzerrungen bei *hohen* Frequenzen empfindlichen Musik
6	Sprecherin	Zur Prüfung der Laufzeiteffekte bei den *Höhen*
7	Sprecher	

D. Versuchsergebnisse

Der nachfolgende Bericht über die Ergebnisse der Untersuchungen ist notwendig lückenhaft, weil der gegenwärtige Stand der Publikationstechnik keine Veröffentlichung der gewonnenen Schallaufzeichnungen gestattet, die allein eine allgemeine Beurteilung ermöglichen würde. Der Leser muß sich daher mit einem Bericht über die Beurteilung durch einen Kreis maßgebender Fachleute der Bundespost und der Rundfunkanstalten begnügen, die in einer Tagung im Februar 1952 in Hamburg vorgenommen wurde. Die Autoren sind jedoch bereit, ernsthaften Interessenten Kopien

der bei den Untersuchungen gewonnenen Bandaufnahmen leihweise zur Verfügung zu stellen.

1. Laufzeitverzerrungen

Wenn auch die durchgeführten Untersuchungen noch keine allgemeingültige Beantwortung der Frage zulassen, in welcher Weise Laufzeitverzerrungen *beliebiger* Art die Wiedergabe von Rundfunkübertragungen störend beeinflussen können, so läßt sich doch für die konkreten Fälle der untersuchten Leitungen eine Reihe von Ergebnissen angeben. Für eine umfassende Beurteilung wäre die Durchführung umfangreicher weiterer Untersuchungen erforderlich, so z. B. über den Einfluß der Form der Laufzeitkurve oder über den Grad der subjektiven Störempfindung in Abhängigkeit von einer immer weiter gesteigerten Laufzeitverzerrung und der Frequenz, wobei es offenbar, wie bei allen Sinneswahrnehmungen, einen gewissen Schwellwert gibt, an dem die Empfindung erst einsetzt.

a) Laufzeitverzerrungen bei hohen Frequenzen

Bei der Überspielung der besonders kritischen Cembalo-Musik über eine Rf-Leitung vom Typ der Versuchsleitung I (eine „gelbe" Rf-Leitung) machen sich die Laufzeiteffekte bei etwa 1500 km Leitungslänge bemerkbar. Dieser Länge entspricht im Übertragungsbereich eine Laufzeitverzerrung von

$$t_{8\,\mathrm{kHz}} - t_{\min} = 10 \ldots 12\ \mathrm{msec}$$

($t_{\min}$ liegt im Bereich von 300 ... 1000 Hz). Die Klänge verlieren ihren harten metallischen Charakter und werden verschwommen. Die harten Anschläge klingen dann etwa so, wie wenn man gleichzeitig kurz auf einen Stapel sehr dünner Blechfolien schlägt oder eine nasse Seite anzupft. Für das weniger geschulte Ohr werden diese Effekte jedoch erst nach zwei- bis dreitausend Kilometern „gelber" Leitung wahrnehmbar.

Bei scharf artikulierter weiblicher Sprache bemerkt man ein eigentümliches Zwitschern bei Plosivlauten, das ebenfalls nach etwa 1500 km Leitungslänge wahrnehmbar zu werden beginnt.

Am unangenehmsten wirken sich Laufzeitverzerrungen im Bereich der hohen Frequenzen offensichtlich bei Schaltknacken aus. Diese Störung tritt schon bei 10 msec Laufzeitverzerrung deutlich in Erscheinung; 8 msec stellen hier den maximal zulässigen Wert dar. Infolge der Laufzeitdifferenzen wird der ursprünglich kaum störende, sehr kurze („trockene") Knack zu einem in der Tonhöhe ansteigenden markanten Pfiff auseinandergezogen, wie auch das Oszillogramm sehr gut erkennen läßt (Bild 10). Wenn solche Schaltknacke beim heutigen Stand der Technik in den Funkhäusern und auf den Leitungen auch sehr selten auftreten, so lassen sie sich doch nie *völlig* vermeiden. Man sollte deshalb diesen Punkt bei der Festlegung der zulässigen Laufzeitverzerrung für die Höhen berücksichtigen, da die so verformten Schaltknacke (Impulse) als „Fremdkörper" in der Modulation wesentlich störender wirken als Verzerrungen des Programminhaltes selbst.

Durch Verwendung des Laufzeitentzerrers konnten alle oben geschilderten Effekte weitgehend beseitigt werden. Bei den musikalischen Motiven und der Sprache lassen sich auch nach 3000 bzw. 5000 km keine Verzerrungen mehr mit Sicherheit feststellen. Lediglich das Auseinanderlaufen des Schaltknackes ist, wenn auch in viel geringerem Maße, noch bemerkbar.

Bei der Rf-Versuchsleitung II (15-kHz-Leitung) konnten Laufzeitverzerrungen nicht wahrgenommen werden. Dies war nach den Meßergebnissen (Bild 7 b) auch nicht zu erwarten.

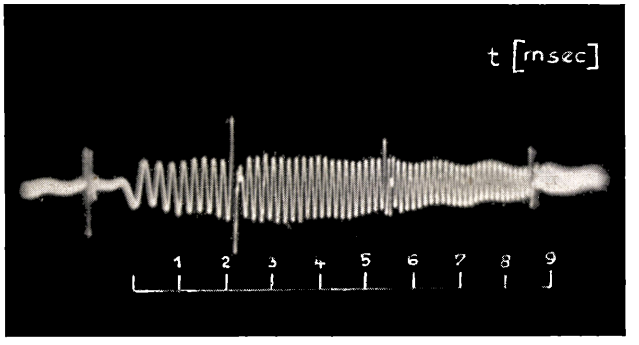


Bild 10. Verzerrung eines Impulses von 0,02 ms Dauer durch eine „gelbe" Rundfunkleitung

b) Laufzeitverzerrungen bei tiefen Frequenzen

Das Urteil über die zulässigen Laufzeitverzerrungen bei tiefen Frequenzen ist nach den vorliegenden Versuchsergebnissen mit einigen Unsicherheiten behaftet. Bei der Beurteilung von Motiv 2 (Fagott und Schlagbaß), das als recht empfindlich für Laufzeitverzerrungen bei tiefen Frequenzen anzusprechen ist, ergab sich, daß bei zweimaliger Überspielung über eine Schleife von 1000 km „gelber" Leitung die Verzerrung schon merkbar wird. Unter Berücksichtigung der zusätzlichen nicht unerheblichen Laufzeitverzerrungen in den Funkhausverstärkern (vgl. Bilder 7 a und 7 b) ergeben sich hierbei folgende Gesamtverzerrungen für 50 bzw. 100 Hz, bezogen auf die kleinste Laufzeit $t_{\min}$, als noch zulässig:

$$t_{50} - t_{\min} = 120\ \mathrm{msec},$$
$$t_{100} - t_{\min} = 24\ \mathrm{msec}.$$

Ein wesentlicher Einfluß des Laufzeitentzerrers ist bei tiefen Frequenzen nicht zu erwarten und auch nicht feststellbar.

Der subjektive Eindruck der Verzerrungen bei den tiefen Frequenzen ist völlig anders als bei den hohen. Hier wird nämlich der Klang selbst kaum verändert; es tritt jedoch bei kritischen Tönen ein tiefes dunkles Nachbrummen auf, dessen Zeitdauer sich mit wachsender Leitungslänge linear vergrößert.

2. Frequenzbandbeschneidungen

Bei der Definition der oberen Grenze des Übertragungsbereiches ist das unter C II 7 Gesagte zu beachten. Ein Übertragungsbereich bis 7,7 kHz (vgl. Bild 9) wurde bei den vorgeführten kritischen Motiven allgemein als unzureichend empfunden; auch die Begrenzung bei 9 kHz bedeutete für die meisten Beurteiler noch eine Qualitätsminderung. Hingegen wurde die Erweiterung bis 11,6 kHz von fast allen Teilnehmern als ausreichend angesehen. Einige der Beobachter konnten bei *besonders kritischen* Motiven den Unterschied gegenüber dem Original zwar noch mit Sicherheit feststellen, empfanden die Begrenzung jedoch nicht unbedingt als Qualitätsminderung. Vielfach bedeutet sie hier nur noch eine Herabsetzung des Raumgeräusches, was einerseits als Vorteil angesehen, andererseits jedoch in bestimmten Fällen auch als Verlust an „Atmosphäre" betrachtet werden kann. (Vgl. hierzu auch letzten Absatz von Punkt C II 7.)

E. Schlußfolgerungen

I. Laufzeitverzerrungen

Für die subjektive Wahrnehmung ist die Größe der absoluten Laufzeitverzerrung maßgebend. Für die Dimensionierung der Leitungen ist es andererseits sinnvoll, sich auf eine bestimmte Normallänge zu beziehen; beim CCIF ist hierfür bisher eine Länge von 1000 km bestimmt worden. Es ergibt sich nun die Frage, welche Leitungslänge als Grenzlänge für die Verhältnisse des normalen Rundfunkbetriebes angesehen werden soll. Im nachstehenden wurde für den *innerdeutschen* Verkehr eine Leitungslänge von 1500 km angesetzt, eine Länge, die durchaus vorkommt.

1. Zulässige Werte bei hohen Frequenzen

Die Versuche ergaben für Rf-Leitungen von der Bauart, wie sie die Versuchsschleife I darstellte (und bei dem entsprechenden typischen Laufzeitgang), 8 msec als maximal zulässigen Wert für die Laufzeitverzerrungen an der oberen Grenze des Übertragungsbereichs (vgl. Tafel 6). Dieser Wert entspricht auch den Feststellungen von *Ribbeck* und *Strecker* [4], die je nach Beobachter merkbare Verzerrungen für Werte zwischen 5 und 10 msec angeben. Es kann angenommen werden, daß ähnliche Werte auch für andere Laufzeitkurven gelten.

Tafel 6. Übersicht über die Laufzeitverzerrungen

$$\left(t = \frac{\mathrm{d}b}{\mathrm{d}\omega}\right)$$

Beziehung	Bei Versuchen als noch zulässig ermittelt (Absolutwert) msec	Davon für Studios u. Sender (Absolutwert) msec	Für die Leitung (Absolutwert) msec	CCIF-Empfehlung für „normale" Rf-Leitungen (für 1000 km) msec
$t_{50\ \mathrm{Hz}} - t_{\min}$	120	50	70	< 80
$t_{100\ \mathrm{Hz}} - t_{\min}$	24	8	16	< 20
$t_{8\ \mathrm{kHz}} - t_{\min}$	8	—	8	—
$t_{10\ \mathrm{kHz}} - t_{\min}$	—	—	—	< 8

Im Funkhaus und im Sender entstehen an der oberen Frequenzbandgrenze keine Laufzeitverzerrungen, es treten also nur die Verzerrungen auf der Rf-Leitung in Erscheinung. Legt man 8 msec als zulässige Laufzeitverzerrung und eine „normale" Reichweite von 1500 km Leitungslänge zugrunde, so gelangt man zu einer Toleranzgrenze von etwa 5 msec für 1000 km.

Dieser Wert wird bei den „gelben" Rf-Leitungen bereits überschritten, da deren Laufzeitverzerrung über 1000 km etwa 8 (bis 10) msec für $t_{8000} - t_{\min}$ beträgt. Die Reichweite dieser, Leitungen wird also bei hohen Ansprüchen und für sehr kritische Modulation durch diese Verzerrungen auf etwa 1000 km begrenzt. Will man die Reichweite vergrößern, so muß man Phasenausgleichsglieder (Laufzeitentzerrer) verwenden *). Die Reichweite der Versuchsleitung II (neue Bauart) wird durch die Laufzeitverzerrungen bei den Höhen kaum begrenzt; sie beträgt etwa 4000 km. (Vgl. hierzu auch nachfolgend unter 2.) **).

*) Dies ist im Bereich der Deutschen Bundespost beabsichtigt.

**) Versuche, die im Mai 1954 an einer ähnlichen Leitung wie die Versuchsleitung II angestellt wurden, bestätigten das hier gewonnene Ergebnis [15].

Hierzu sei noch folgendes bemerkt: Die Maßnahme, eine Verringerung der akustischen Auswirkung von Laufzeitverzerrungen durch einen allmählichen, bereits früher beginnenden Abfall der Pegelkurve bei den Höhen zu erzielen, wäre mit Rücksicht auf die Versuchsergebnisse über die Auswirkung von Frequenzbandbeschneidungen nur für Leitungen höherer Grenzfrequenz als die der Versuchsleitung I („gelbe" Rf-Leitung) denkbar. Man könnte auf diese Weise zweifellos einige spezifische Laufzeiteffekte mildern, wird aber das Verfahren nur dort anwenden können, wo die Qualitätsverschlechterung durch den Frequenzgang in Kauf genommen werden kann. Es kommt hinzu, daß Leitungen mit höherer Grenzfrequenz meist geringere Laufzeitverzerrungen aufweisen, die dann auch weniger störend in Erscheinung treten.

2. Zulässige Werte bei tiefen Frequenzen

Die Funkhausverstärker tragen bei den Tiefen merklich zum Laufzeitanstieg bei. Bei dem neuen Kassettenverstärker vom Typ V 72 [16] z. B. beträgt die Laufzeit 5 msec bei 50 Hz und 0,8 msec bei 100 Hz. Nimmt man an, daß für einen Übertragungsweg im sendenden und im empfangenden Funkhaus oder am Rf-Sender insgesamt 10 Verstärker dieses Typs verwendet werden, so verbleiben für die Rf-Leitung von den insgesamt zulässigen 120 msec bei 50 Hz noch 70 msec und von den insgesamt zulässigen 24 msec bei 100 Hz noch 16 msec (vgl. Tafel 6); daraus ergeben sich für 1000 km Leitung etwa 45 bzw. 11 msec. Mit 40 msec bei 50 Hz und 12 msec bei 100 Hz entsprechen die „gelben" Rf-Leitungen diesen Werten bereits innerhalb vertretbarer Toleranzen. Die Reichweite der Versuchsleitung II (neuer Bauart) beträgt bezüglich dieses Kriteriums etwa 3500 bis 4000 km.

II. Frequenzbandbegrenzungen

Aus den vorliegenden Versuchsergebnissen darf man schließen, daß ein Frequenzband von 40 bis 10 000 Hz erforderlich ist, um eine genügende Übertragungsgüte zu gewährleisten. Für qualitativ besonders hochwertige Übertragungen sollte ein Bereich bis gegen 12 kHz zur Verfügung stehen. Die Bereitstellung des vollen hörbaren Bereichs bis 15 kHz scheint nur dort gerechtfertigt, wo sie keinen nennenswerten wirtschaftlichen Mehraufwand bedeutet und wo auch die Geräusche im Bereich geringer Verdeckung im gesamten Übertragungsweg genügend klein gehalten werden können.

Zusammenfassung

Die Methodik subjektiver Untersuchungen von Klangvorgängen wird unter besonderer Berücksichtigung der Laufzeiteffekte und des Einflusses der oberen Übertragungsgrenze bei Rundfunk-Fernleitungen besprochen. Der Aufbau und die elektrischen Eigenschaften moderner Leitungen und die verwendete Versuchsapparatur werden beschrieben und die für den speziellen Zweck am besten geeigneten Motive und ihre Anwendung geschildert. Die Versuche zeigen, daß unter den erwähnten Bedingungen insgesamt etwa 8 msec Laufzeitdifferenz am oberen Ende des Übertragungsbereiches zulässig sind. Am unteren Ende des Frequenzbandes ergeben sich 120 msec bei 50 Hz und 24 msec bei 100 Hz als Grenzwerte, die ohne wesentliche Beeinträchtigung des Klangeindrucks zugelassen werden können. Die obere Übertragungsgrenze sollte nicht

unterhalb von 10 kHz, für hochwertige Übertragungen etwa bei 12 kHz liegen.

Zum Schluß sei noch den an den Versuchen beteiligten Herren der Deutschen Bundespost und der Rundfunkanstalten für ihre Mitarbeit gedankt. Besonderer Dank gebührt dem Rundfunk-Verstärkeramt Hamburg und der Zentraltechnik des NWDR, die maßgebend zum Gelingen der oft langwierigen Versuche beigetragen haben.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *Olson:* Elements of Acoustical Engineering, 1947, S. 488.

[2] *E. A. Pavel:* Moderne Rundfunkleitungen nach den CCIF-Empfehlungen. FTZ 4 (1951), S. 150—157.

[3 a] *E. Belger:* Über die Messung und Bewertung der Störwirkung von Geräuschen. FTZ 7 (1954), H. 1, S. 25—32.

[3 b] *E. Belger:* Über die Messung und Bewertung von Störgeräuschen. Techn. Hausmitteilungen des NWDR 5 (1953), H. 2/3, S. 51—59.

[4] *H. Ribbeck* und *F. Strecker:* Die elektrischen Übertragungseigenschaften des deutschen Rundfunkleitungsnetzes. EFD 46 (1937), S. 108—117.

[5 a] *W. Meyer-Eppler:* Untersuchungen an Übertragungssystemen durch wiederholte und rückläufige Überspielung. FTZ 11 (1951), S. 507—512.

[5 b] *W. Meyer-Eppler:* Die Messung und Hörbarmachung sehr kleiner Dämpfungs- und Phasenverzerrungen. Techn. Hausmitteilungen NWDR 5 (1951), S. 77—80.

[6] *M. Bidlingmaier:* Der neue Aussteuerungsmesser. Frequenz 4 (1950), H. 6, S. 146—149.

[7] *E. A. Pavel, A. Gastell* und *M. Bidlingmaier:* Über vergleichende Messungen mit dem Volumenmesser und dem Spitzenwertmesser bei der Kontrolle von Rundfunkübertragungen. FTZ 8 (1955), H. 4, S. 205—212.

[8 a] *E. A. Pavel, H. v. Schau* und *W. Schwenn:* Das Rundfunkleitungs-Verstärkergestell 48 der Deutschen Bundespost. FTZ 10 (1951), S. 452—457.

[8 b] *E. A. Pavel:* Die Verstärkereinrichtungen und die elektrischen Eigenschaften des deutschen Rundfunkleitungsnetzes. Der Fernmeldeingenieur 8 (1952).

[9] *E. A. Pavel* und *H. v. Schau:* Untersuchungen an einer Rundfunkleitung auf unbespulten Sternvierern. FTZ 5 (1952), H. 12, S. 551—562.

[10] *L. Fenyö:* Die Anwendungsgebiete des Pegelschreibers in der Fernmeldetechnik. TFT 1933, H. 1, S. 3—13, und H. 2, S. 36—43.

[11 a] *E. Belger* und *H. Rindfleisch:* Über ein Verfahren zur Laufzeitmessung an Rundfunkleitungen. Techn. Hausmitteilungen NWDR 7/8 (1951), S. 124—126, und 9 (1951), S. 145.

[11 b] *J. Müller:* Die Bestimmung des Amplituden- und Phasenganges von linearen Übertragungssystemen mit Hilfe von Rechteckwellen. FTZ 5 (1951), S. 211—220.

[12] *K. E. Gondesen:* Ein Iterationsgerät zur verstärkten Wiedergabe von Verzerrungen. Techn. Hausmitteilungen NWDR 5 (1951), S. 83—84.

[13] Deutsche Patentanmeldung S 31 061 VIII a/21 a², 36/13.

[14] *H. Harz* und *H. Köster:* Ein neuer Gesichtspunkt für die Entwicklung von Lautsprechern? Techn. Hausmitteilungen NWDR 3 (1951), S. 205—208.

[15] *E. A. Pavel:* Übertragungseigenschaften niederfrequenter Rundfunkleitungen in den deutschen Trägerfrequenz-Fernkabeln. Hier im gleichen Heft.

[16] *J. Peters, H. Heyer, H. Kersten, H. H. Lammers* und *H. Pethke:* Neue Regieeinrichtungen für Funkhäuser. Techn. Hausmitt. NWDR 3 (1951), S. 97—102 und S. 165—171.

Über den Einfluß von Laufzeitverzerrungen und Frequenzbandbeschneidungen bei der Übertragung von Rundfunkdarbietungen

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt, und der Zentraltechnik des Nordwestdeutschen Rundfunks, Hamburg)

Von **Ernst Belger**, Hamburg, **E. A. Pavel**, Darmstadt, und **Hans Rindfleisch**, Hamburg

Mit 10 Bildern

DK 621.396.712

Es werden die Ergebnisse von Untersuchungen mitgeteilt, die von der Deutschen Bundespost und den Westdeutschen Rundfunkanstalten in den Jahren 1950 und 1951 gemeinsam durchgeführt worden sind. Untersucht wurden die Beeinflussung der Qualität von Rundfunkübertragungen durch die Laufzeitverzerrungen der in Deutschland gebräuchlichen Rundfunkübertragungsleitungen und die Möglichkeit, sie im kritischen Bereich zu kompensieren, sowie der Einfluß von Frequenzbandbeschneidungen, insbesondere am oberen Ende des Übertragungsbereiches.

The results of tests carried out during the years 1950 and 1951 by the Federal German Post Office in cooperation with the West-German broadcasting companies are reported in this paper. The investigation covers the effect of delay distortions in broadcast circuits as used in Germany on the quality of the broadcast transmission and also the possibility of compensating these distortions in the critical range, as well as the effect of reductions in the bandwidth particularly in the higher region of the transmitted band.

Indication des résultats d'examens effectués en commun par la Deutsche Bundespost et les organismes de radiodiffusion de l'Allemagne occidentale pendant les années 1950 et 1951. Ont été examinées l'influence sur la qualité de transmissions radiophoniques des distorsions du temps de propagation des circuits usités en Allemagne pour transmissions radiophoniques et la possibilité de les compenser dans le secteur critique, ainsi que l'influence des limitations de bandes de fréquences, notamment à la limite supérieure de la bande de transmissions.

A. Einleitung

Seitdem es Möglichkeiten gibt, im Rundfunk das gesamte hörbare Tonfrequenzspektrum abzustrahlen und zu empfangen, stiegen in jeder Hinsicht die Anforderungen an die technische Qualität der Rundfunksendungen. Es war zunächst zu fordern, daß in keinem Glied der Übertragungskette vom Mikrophon im Studio bis zum Lautsprecher des Rundfunkhörers das Tonfrequenzband wesentlich eingeschränkt wurde; darüber hinaus erwies es sich als notwendig, auch alle anderen Arten von Übertragungsfehlern wesentlich kleiner zu halten, als es bisher zulässig war, da sich die Erweiterung des Tonfrequenzbereichs als eine Art von Lupe für sämtliche Verzerrungen und Störungen auswirkt [1, 2].

Im Zuge der gesamten Übertragungskette bildet die Rundfunk-Übertragungsleitung ein besonders wichtiges Glied, da in ihr große wirtschaftliche Werte langfristig investiert sind. Maßnahmen wie die Erweiterung des übertragenen Frequenzbandes oder die Verbesserung sonstiger Übertragungseigenschaften erfordern hier einen erheblichen Aufwand, dessen Berechtigung vorher genau geprüft werden muß. Aus dem Gesamtgebiet der Übertragungseigenschaften solcher Leitungen sollen im folgenden nur Laufzeitverzerrungen und Frequenzbandbegrenzungen und ihre Auswirkung auf das Klangbild betrachtet werden, d. h. also die linearen Verzerrungen der Übertragung, und zwar in der speziellen Form, wie sie bei Rundfunkleitungen auftreten. Über die Bewertung und die zulässige Grenze von Störgeräuschen bei hochwertigen Übertragungen wurde an anderer Stelle [3 a, 3 b] berichtet; über den Einfluß der nichtlinearen Verzerrungen sind Untersuchungen in Vorbereitung.

Der vorliegende Bericht stützt sich auf eingehende Untersuchungen, die in den Jahren 1950 und 1951 gemeinsam von der Deutschen Bundespost (DBP) und den westdeutschen Rundfunkanstalten durchgeführt worden sind. Der zu diesem Zeitpunkt vorliegende Stand der Kenntnisse über die Übertragungseigenschaften der deutschen Rundfunkleitungen ist dargestellt in der Arbeit von *Ribbeck* und *Strecker* [4] aus dem Jahre 1937. Inzwischen waren sämtliche Glieder der Übertragungskette entscheidend verbessert worden. Dadurch sind einerseits die früheren Erkenntnisse über die subjektive Störwirkung von Verzerrungen z. T. als überholt anzusehen, andererseits wurde in vielen Fällen die grundsätzliche Klärung der Wahrnehmbarkeit von Verzerrungen der betrachteten Art überhaupt erst ermöglicht.

B. Zur Methodik der subjektiven Bewertung von Verzerrungen bei Klangvorgängen

Als Grundforderung hat zu gelten, daß die Übertragung das künstlerisch gestaltete Klangbild nicht oder nur unwesentlich verändert. Die Abweichung des übertragenen Vorgangs vom „Originalvorgang" dient also als Maß für die Bewertung.

Die Methode der subjektiven Bewertung ist alt, jedoch ist man sich über die Voraussetzungen für die Gewinnung zuverlässiger Ergebnisse nicht immer im klaren gewesen. Außerdem haben sich bis vor kurzem oft Unvollkommenheiten in der Geräteentwicklung sehr störend bemerkbar gemacht. Im folgenden seien daher die wichtigsten Voraussetzungen für die Anwendung subjektiver Bewertungsverfahren bei Klangvorgängen zusammengestellt.

Die Schwierigkeit subjektiver Bewertung liegt allgemein darin, daß stets ein Gesamteindruck, der als Ergebnis mehrerer Faktoren entsteht, beurteilt werden muß. Damit die durch spezielle Verzerrungen verursachten Veränderungen des Klangbildes im Rahmen des Gesamteindrucks deutlich erkannt werden können, muß man zur Untersuchung einen Klangvorgang wählen, bei dem sich diese Verzerrungen besonders bemerkbar machen, ohne durch andere Effekte überdeckt zu werden. Der Klangvorgang — das „Motiv" — muß also empfindlich gegen die speziell zu untersuchenden Verzerrungen sein und unempfindlich gegen andere Verzerrungen. Die Wirkung einer Frequenzbandbegrenzung läßt sich z. B. nicht an einer obertonarmen Flötenmusik studieren, dagegen eignet sich diese gut zur Prüfung, ob nichtlineare Verzerrungen vorhanden sind. Das Motiv muß ferner einfach aufgebaut sein, d. h. es darf nicht aus einer größeren Anzahl über-

lagerter Klangvorgänge bestehen, deren Verzerrungen sich gegenseitig überdecken können. Wichtig ist es dabei, keine aus dem Zusammenhang herausgerissene Bruchstücke von Musik und Sprache, sondern in sich abgeschlossene Motive zu verwenden, da sich die Testpersonen in diese leichter „hineinhören". Von Bedeutung ist außerdem die richtige Motivdauer; eine Zeit von etwa 5 bis 10 Sekunden hat sich mit Rücksicht auf das akustische Erinnerungsvermögen als Optimum erwiesen. Schließlich sollte das Motiv zwar möglichst kritisch sein, jedoch durchaus in der Praxis der Rundfunkübertragungen vorkommen. Danach sind also in erster Linie musikalische Motive zu verwenden, jedoch auch Sprache, weil es auch bei der Übertragung von Sprache im Rundfunk auf die Erhaltung des originalen künstlerischen Ausdrucks ankommt. Extreme Klangvorgänge, wie sie z. B. durch reine Sinustöne oder Rechteckwellen entstehen, interessieren dagegen nicht; sie würden z. T. viel zu strenge Bewertungsmaßstäbe liefern.

Einige weitere Bemerkungen sind zur *Auswahl der Beobachter* zu machen. Will man eine echte Aussage über die Qualität und nicht etwa über das durchschnittliche Urteilsvermögen der Hörerschaft gewinnen, so ist eine Beurteilung durch ein relativ kleines Gremium urteilsfähiger Zuhörer notwendig und ausreichend. Man muß sich vergewissern, daß bei den Beobachtern keine physiologischen oder psychologischen Mängel (z. B. mangelnde Hörfähigkeit für hohe Frequenzen im Alter oder Voreingenommenheit) vorliegen.

Diskrepanzen im Urteil, die auf unterschiedlichem Geschmack beruhen, werden ausgeschlossen, wenn man sich darauf beschränkt, lediglich Veränderungen im Klangbild gegenüber einem als „Original" anerkannten Test-Klangbild feststellen zu lassen. Manchmal ist es allerdings von Vorteil, wenn neben der Feststellung, daß eine Veränderung im Klangbild beobachtet wurde, auch eine Bewertung dieser Veränderung verlangt wird (z. B. „Veränderung bemerkbar, jedoch nicht unbedingt als qualitätsmindernd anzusehen").

Auf die sonstigen methodischen Voraussetzungen bei subjektiven Versuchen, wie Vermeidung von gegenseitiger Beeinflussung, Ermüdung u. dgl., sei hier nicht näher eingegangen.

Von den *Fortschritten in der Geräteentwicklung*, die eine entscheidende Voraussetzung für die Untersuchungen bildeten, ist hier die Weiterentwicklung der Mikrophone, der Lautsprecher und besonders des Magnettonverfahrens zu erwähnen. Der heutige hohe Stand der Schallaufzeichnung bringt für subjektive Untersuchungen aller Art eine Reihe wichtiger Vorteile mit sich. Es ist möglich, die Erzeugung der Motive, die Untersuchung des betrachteten Übertragungssystems und die Auswertung selbst (z. B. im Testverfahren) durch Anwendung einer Speicherung zeitlich voneinander zu trennen und außerdem bei verschiedenen Versuchen stets genau den gleichen Klangvorgang zur Verfügung zu haben. Man kann ferner unter verschiedenen Versuchsbedingungen und zu verschiedenen Zeiten übertragene Motive nachträglich unmittelbar nacheinander abspielen, wodurch erst eine Vergleichsmöglichkeit gegeben ist. Darüber hinaus ist die einwandfreie Dokumentation der Ergebnisse von Wert.

Schließlich bietet die Aufzeichnung noch als weitere Möglichkeit die Anwendung des unter C II 5 beschriebenen Iterationsprinzips [5 a. 5 b], das auf einem mehrfachen Überspielen von Testmotiven über das gleiche Übertragungsglied beruht. Gerade für Untersuchungen von Laufzeitverzerrungen auf Leitungen empfiehlt sich dies Verfahren, da man auf diese Weise die praktisch meist nur in begrenzter Länge für Versuche zur Verfügung stehenden Leitungsschleifen künstlich erheblich verlängern kann. Eine Grenze der Anwendungsmöglichkeit für dieses Prinzip findet sich dort, wo sich durch vielfaches Iterieren andere Verzerrungen des Untersuchungsobjekts oder des Magnettongerätes und die Geräusche so sehr summieren, daß der zu untersuchende Effekt verdeckt wird. Im vorliegenden Fall addieren sich die Laufzeitverzerrungen linear, die Dämpfungsverzerrungen logarithmisch, statistisches Rauschen leistungsmäßig und nichtlineare Verzerrungen sowie diskrete Störfrequenzen vektoriell.

Übrigens ist die Iteration auch sehr wertvoll für die Schulung des Ohres, da man leicht eine Skala von Verzerrungszuständen aufbauen kann.

C. Untersuchung der Auswirkung von Laufzeitverzerrungen und Frequenzbandbeschneidungen auf Rundfunk-Leitungen

I. Aufgabenstellung

Das Ziel der im folgenden beschriebenen Versuche war in erster Linie die Ermittlung der noch zulässigen Laufzeitverzerrungen (gemeint ist hier stets die Gruppenlaufzeit $t = \frac{d b}{d \omega}$) am oberen und am unteren Ende des bei den bisherigen deutschen Rundfunkleitungen (Rf-Leitungen) übertragenen Frequenzbandes. Sodann sollte die Wirksamkeit eines von der Deutschen Bundespost für Leitungen dieser Art entwickelten Laufzeitentzerrers (vgl. unter II 6) erprobt werden. Ferner sollte die Beeinflussung der Qualität der Testmotive durch die Übertragungseigenschaften einer Rf-Versuchsleitung neuer Bauart geprüft werden.

Schließlich sollten noch die Auswirkungen von Frequenzbandbegrenzungen am oberen Ende des Übertragungsbereiches untersucht werden.

Die untere Grenze des Übertragungsbereiches interessierte in diesem Zusammenhang weniger, da das Frequenzband der untersuchten Rf-Leitung bis unter 30 Hz reichte und diese tiefen Frequenzen in den Funkhäusern aus raumakustischen Gründen (Gebäudeschwingungen, schwierige Schalldämpfung) bei etwa 40 Hz abgeschnitten werden.

II. Aufbau und elektrische Eigenschaften der Versuchsanordnung und der Versuchsleitungen

1. Allgemeines

Die Meßanordnungen wurden auch während der Versuche häufig im Kurzschluß überprüft. Umschaltungen wurden so vorgenommen, daß die Impedanz- und Pegelverhältnisse dadurch nicht beeinflußt wurden. Ebenso wurden die Symmetriebedingungen der Versuchsanordnung beachtet, und die Größe ihrer nichtlinearen Verzerrungen wurde überwacht. Für die Aussteuerungskontrolle wurden Spitzenwertmesser des Typs U 21 (Aussteuerungsmesser 48) benutzt, damit Übersteuerungen mit Sicherheit vermieden wurden [6, 7].

2. Meßanordnung und die wichtigsten elektrischen Eigenschaften der benutzten Einrichtungen im Funkhaus des NWDR Hamburg

Die Versuchsanordnung zeigt Bild 1. Bei den beiden Magnetophonen handelte es sich um hochwertige Studiomaschinen, die besonders eingemessen und hergerichtet waren (AEG-Maschinen vom Typ T 8). Angaben über die elektrischen Eigenschaften der Versuchsapparatur enthält Tafel 1.

3. Aufbau und elektrische Eigenschaften der Versuchsleitungen

Von der Deutschen Bundespost wurden nach 1945 neue Rundfunk-Verstärkereinrichtungen entwickelt und aufgebaut, deren elektrische Eigenschaften dem verbesserten Stand der Technik entsprechen [8 a, 8 b]. Im Zusammenhang damit wurden von der Deutschen Bundespost auch praktische Versuche zur Erweiterung des effektiv auf den Rundfunkleitungen übertragenen Frequenzbandes und zur Verringerung der Laufzeitverzerrungen vorgenommen [9]. Für die Versuche wurden 2 Leitungsschleifen nach Tafel 2 und 3 benutzt, die beide vom Rundfunk-Verstärkeramt Hamburg ausgingen (Bild 2).

Bei der Versuchsschleife I handelte es sich um eine Rf-Leitung, die dem bisherigen Standardtyp der deutschen Rf-Fernleitungen entsprach; sie führte von Hamburg nach Köln und zurück. In ihren elektrischen Eigenschaften erfüllte sie die CCIF-Empfehlungen über „Rf-Leitungen alter Art" (CCIF-Gelbbuch, Band III bis,

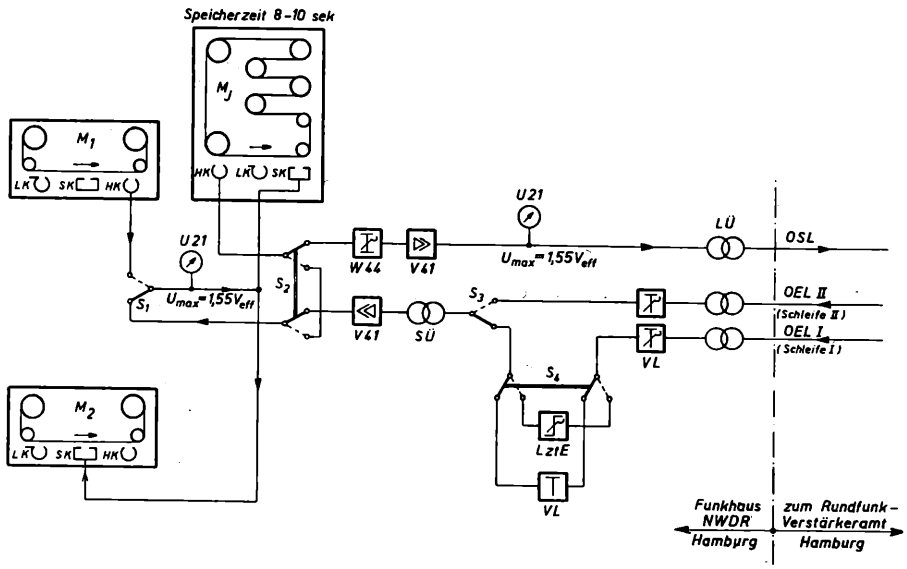


Bild 1. Prinzip der Versuchsanordnung im Funkhaus des NWDR in Hamburg

M_1 = Magnettongerät mit den Testmotiven
M_2 = Magnettongerät zur Aufzeichnung der überspielten Testmotive
M_J = Iterationsanlage
SK = Aufsprechkopf
HK = Wiedergabekopf
LK = Löschkopf
LztE = Laufzeitentzerrer
VL = frequenzunabhängige Dämpfung
$S_1 \ldots S_4$ = Umschalter
LÜ = Leitungsübertrager
SÜ = Symmetrierübertrager
OSL = Ortssendeleitung zum Rf-Verstärkeramt der Deutschen Bundespost
OEL = Ortsempfangsleitung vom Rf-Verstärkeramt der Deutschen Bundespost
U_{21} = Aussteuerungsmesser 48 (Spitzenwertmesser)

Tafel 1. Übersicht über die wichtigsten elektrischen Übertragungseigenschaften der Versuchsanordnung im Funkhaus des NWDR Hamburg

(Gruppenlaufzeit der Versuchsanordnung im Funkhaus des NWDR in Hamburg siehe Bilder 7 a und 7 b)

Gerät	Frequenzgang	Klirrfaktor bei 1,55 V_{eff}	Fremdspannungsabstand (unbewertet)	Geräuschspannungsabstand (CCIF-Rf-Filter 1949)	Bemerkungen
Verstärker Typ B—V 41	40...15000 Hz: ± 1 db	60 Hz: ≈ 0,2 % 800 Hz (5000 Hz): ≈ 0,1 %	> 67 db	> 69 db	
Verstärker Typ B—V 41 + B—V 42	40...15000 Hz: ± 1,3 db	60 Hz: ≈ 0,65 % 800 Hz (5000 Hz): ≈ 0,25 %	> 65 db	> 69 db	
Magnetophon Typ T8 (AEG)	40—15000 Hz: ± 2 db	bei 1000 Hz: ≈ 2 %	≈ 58 db	≧ 60 db	
Iterationsanlage (NWDR)	40...12000 Hz: ± 0,2 db	1000 Hz: < 1,5 %	≧ 50 db	≧ 60 db	Speicherdauer: 10 sec Tonhöhenschwankungen: ± 0,15 %
Gesamte Anlage einschl. Leitung I bzw. II:			≧ 50 db (5,75 N)	≧ 60 db (6,90 N)	

S. 144—154); in verschiedener Hinsicht hatte sie jedoch bessere Eigenschaften.

Als Versuchsleitung II wurde eine von der Deutschen Bundespost für Versuche eingerichtete Leitung Hamburg—Frankfurt (Main)—Hamburg benutzt, deren Eigenschaften mit als Vorbild für die neuen deutschen Rf-Leitungen der Weitverkehrsebene dienen [9]. Sie entsprach den CCIF-Empfehlungen über „normale Rf-Leitungen" (CCIF-Gelbbuch, Band III bis, S. 154—160) und erfüllte darüber hinaus auch die Angaben für die seinerzeit im CCIF diskutierten „hochwertigen Rf-Leitungen" (CCIF-Gelbbuch, Band III bis, S. 161—164) [2]. Die Bilder 3 a und 3 b zeigen den relativen Pegelverlauf der beiden Schleifen.

Tafel 2. Aufbau der für die Versuche benutzten Rundfunk-Fernleitungen

Eigenschaft	Versuchsleitung I: Hamburg—Köln—Hamburg	Versuchsleitung II: Hamburg—Frankfurt (M)—Hamburg
Länge	1160 km	1070 km
Leitungsart	geschirmtes Paar („gelbe" Rundfunkleitung)	892 km Sternvierer-Phantom + 180 km DM-Vierer-Phantom (Papierisolation)
Aderndurchmesser	1,4 mm (Cu)	1,2 mm (Cu) u. 1,5 mm (Al)
Spulenabstand	1,7 km	unbespult
Spuleninduktivität	12 mH	unbespult
Grenzfrequenz	≈ 11000 Hz	—
Anzahl der Verstärkerpunkte	17	33
Verstärkertyp	15 Ämter: Typ 34 2 Ämter: Typ 48 (Hamburg u. Köln)	Typ 48

4. Meßverfahren

Die *Laufzeitverzerrungen* wurden nach mehreren Verfahren unabhängig voneinander gemessen. So wurde die Gruppenlaufzeit sowohl aus der Phasenkurve bestimmt, die mit Hilfe eines Phasenschiebers aufgenommen wurde, als auch aus einer Messung nach der Kompensationsmethode (unter Verwendung eines Differentialübertragers) und Aufzeichnung der resultierenden Pegelschwankungen mit einem Pegelschreiber [10]. Da bei der Versuchsleitung I eine Phasendrehung um 180° bereits bei einer Frequenzänderung von etwa 25 Hz auftritt, liegt die Schwierigkeit bei der Messung im oberen Teil des Übertragungsbereiches (der hier besonders interessiert) in einer genauen Bestimmung der zu den Maxima und Minima gehörigen Frequenzen.

Außer mit diesen herkömmlichen Methoden wurde die Gruppenlaufzeit auch mit Hilfe von Impulsmeßverfahren ermittelt. Das in [11 a] beschriebene Verfahren eignet sich allerdings nur für eine überschlägige Ermittlung der Laufzeit; die Methode mit Rechteckwellen [11 b] ist für die relativ großen Verzerrungen (mehrere msec) zu empfindlich.

Tafel 3. Die wichtigsten elektrischen Eigenschaften der benutzten Versuchsleitungen und die zugehörigen CCIF-Empfehlungen

(Die angegebenen Werte gelten nur für die Fernleitungen ohne Funkhauseinrichtungen bzw. Versuchsapparaturen)

Eigenschaft	Versuchsleitung I	Versuchsleitung II	CCIF-Empfehlungen für „alte" Rundfunkleitungen	CCIF-Empfehlungen für „normale" Rundfunkleitungen
1	2	3	4	5
Wirksam übertragenes Frequenzband	30—8500 Hz	20—16000 Hz	50—6400 Hz	50—10000 Hz
Pegelabweichung, bezogen auf 800 Hz	35—8200 Hz: ± 0,1 N	20—15000 Hz: ± 0,1 N	± 0,2 N	
Größte Nutzspannung auf der Leitung	3,1 V_{eff}	3,1 V_{eff}	4,4 V_{eff}	
Anpassungsimpedanz	316 Ohm	600 Ohm	600 Ohm	
Aussteuerungsreserve	≈ 0,6 N	≈ 1,0 N	—	
Gruppenlaufzeit $t = \frac{db}{d\omega}$ (siehe auch Bilder 7a und 7b)	$t_{50} - t_{min}$: 40 msec $t_{100} - t_{min}$: 18 msec $_{8000} - t_{min}$: 8 bis 10 msec	$t_{50} - t_{min}$: 13 msec $t_{100} - t_{min}$: 4 msec $t_{15000} - t_{min}$: ≈ 0 msek	$t_{50} - t_{800\,Hz} \leqq 70$ ms $t_{6400} - t_{800\,Hz} \leqq 10$ ms	$t_{50} - t_{min} < 80$ ms $t_{100} - t_{min} < 20$ ms $t_{10000} - t_{min} < 8$ ms
Klirrfaktor bei größter Nutzspannung (s. o.)	> 100 Hz: < 1 % 50—100 Hz: < 1,5 %	> 50 Hz: < 0,8 %	Vorläufige Werte: $k < 10\,\%$ anzustreben: $k \leqq 4\,\%$	
Geräusche a) Fremdspannung (unbewertet)	6 (10) mV	4—6 mV	44 mV (vorläufiger Wert)	
b) Geräuschspannung (bewertet mit CCIF-Rf-Filter von 1949)	2 mV	1—2 mV	4,4 mV	
übertragbare Dynamik	1 : 100 (40 db)	1 : 300 (50 db)	1 : 100 4,6 N (40 db) (vorläufiger Wert)	

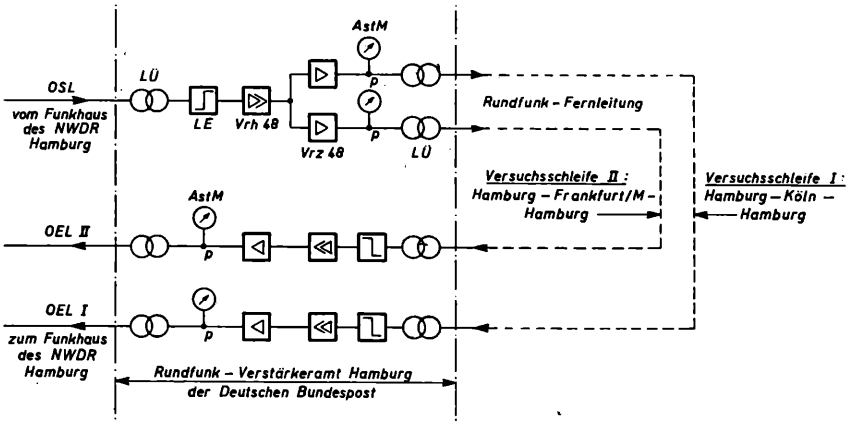


Bild 2. Anordnung der Rundfunk-Fernleitungs-Versuchsschleifen I und II

p = Pegelpunkt: $U_{max} = 3{,}1\ V_{eff}$
AstM = Aussteuerungsmesser 48 (U_{21})
LE = Leitungsentzerrer
Vrh 48 = Rundfunk-Hauptverstärker 48
Vrz 48 = Rundfunk-Zusatzverstärker 48 (Trennverstärker)

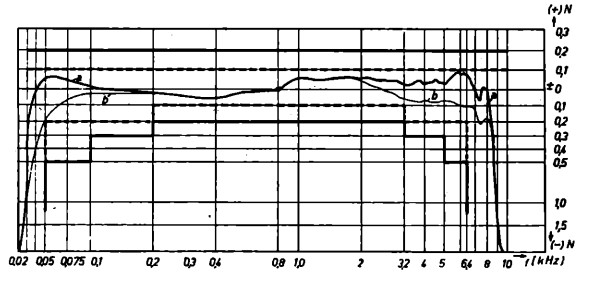


Bild 3 a. Relativer Pegelverlauf der Versuchsschleife I: Hamburg—Köln—Hamburg

CCIF-Toleranz für Rundfunkleitungen „alter Art"
———— in Nichtgrenzämtern
— — — — in Grenzverstärkerämtern
Kurve a: Leitung ohne Laufzeitentzerrer
Kurve b: Leitung mit Laufzeitentzerrer

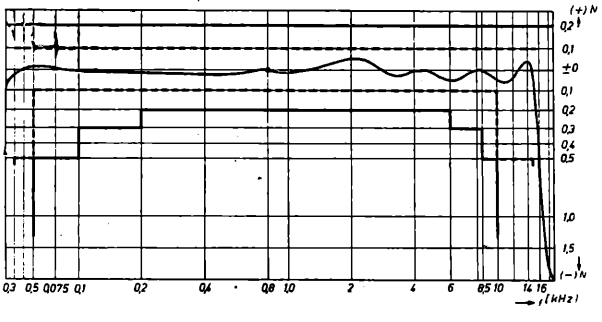


Bild 3 b. Relativer Pegelverlauf der Versuchsschleife II: Hamburg—Frankfurt am Main—Hamburg

CCIF-Toleranz für
———— „normale" Rundfunkleitungen
— — — — „hochwertige" Rundfunkleitungen
(seinerzeit diskutierte Richtwerte)

5. Iterationsverfahren

Beim Iterationsverfahren wird ein Testvorgang auf Band aufgenommen und über das zu untersuchende System abgespielt. Am Systemausgang wird der (einmal verzerrte) Vorgang aufgezeichnet und sodann erneut über das System gegeben und wieder aufgezeichnet. Dies wird so lange wiederholt, bis man gehörmäßig Klarheit über die Art der auftretenden Verzerrungen gewinnen kann.

Das Verfahren ist anwendbar, solange die durch die Magnettonapparatur hervorgerufenen Verzerrungen klein bleiben gegenüber den Verzerrungen beim einmaligen Überspielen des Testvorganges über das zu untersuchende Übertragungssystem.

Für das Iterationsverfahren können z. B. zwei normale Magnetophone benutzt werden. Einfacher und zeitsparender ist es jedoch, eine endlose Bandschleife zu benutzen, die dauernd umläuft. Mit Rücksicht auf die Bandführung ist die Länge der Bandschleife und damit die Speicherzeit allerdings begrenzt. Für die Versuche wurde eine vom NWDR entwickelte Iterationsanlage benutzt, deren Speicherzeit etwa 10 sec betrug [12].

Die Grenze der Iteration ist erreicht, wenn die durch die Iterationsanlage bedingten Qualitätsverschlechterungen (hervorgerufen durch den Frequenzgang der Anlage, Bandgeräusch, Bandschwankungen usw.) beginnen, den untersuchten Effekt zu überdecken. Im allgemeinen beeinflußte ein fünfmaliges Umspielen innerhalb der Anlage den Frequenzgang und den Geräuschspannungsabstand noch nicht wesentlich, lediglich Tonhöhenschwankungen begannen bereits hörbar zu werden. Sie waren bei den beschriebenen Untersuchungen über die Laufzeitverzerrungen aber noch nicht kritisch.

6. Laufzeitentzerrer

Bei einer mit Verstärkereinrichtungen versehenen und bespulten Rundfunkleitung ist die Gruppenlaufzeit $t = \frac{db}{d\omega}$ frequenzabhängig und hat einen typischen Verlauf, der in Bild 4 dargestellt ist. Um die Verzer-

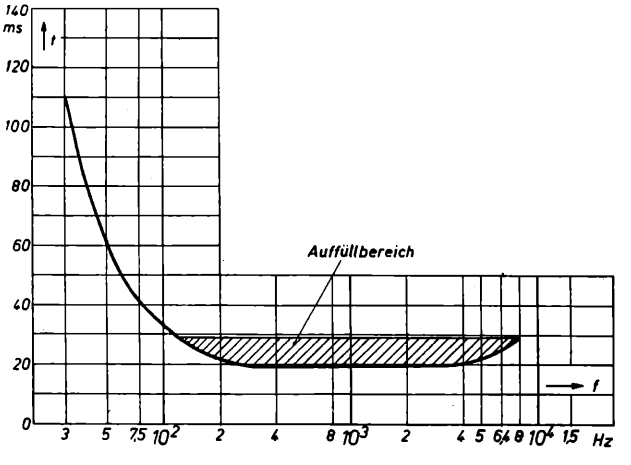


Bild 4. Prinzip der Laufzeitentzerrung

rungen bei den hohen Frequenzen auszugleichen, muß die Gruppenlaufzeit frequenzabhängig im schraffierten Bereich ganz oder zum Teil aufgefüllt (vergrößert) werden. Bei den tiefen Frequenzen ist das Ohr gegen Laufzeitverzerrungen weniger empfindlich. Die bei Rundfunkleitungen auftretenden Werte liegen hier meist innerhalb der zulässigen Grenzen; eine Laufzeitentzerrung wäre hier auch wegen des großen Aufwands schwer zu realisieren. (Eine gewisse Verringerung der wirksamen Verzerrung ergibt sich jedoch durch den benutzten Entzerrer auch bei den Tiefen, wie Bild 7 a zeigt.)

Zur Laufzeitentzerrung wurden Kreuzglieder (oder äquivalente Glieder) mit konstantem und reellem Wellenwiderstand (Bild 5) benutzt, die so dimensioniert waren, daß im wesentlichen nur ihr Laufzeitverhalten um den Resonanzpunkt herum zur Auswirkung kam. Die außerhalb dieses Frequenzbereiches noch vorhandene endliche Laufzeit konnte — soweit sie nicht ohnehin erwünscht war — in Kauf genommen werden, da gewisse Restverzerrungen zulässig sind.

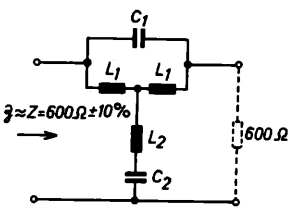


Bild 5. Prinzipschaltbild eines Laufzeitentzerrergliedes

Bei der Bemessung des Entzerrers wird so vorgegangen, daß im stark frequenzabhängigen Bereich der Gruppenlaufzeit Glieder mit scharfer Resonanzkurve (also kleinem L/C-Verhältnis) liegen; im Bereich von etwa konstantem $\frac{db}{d\omega}$ (oder geringer Steigung der Laufzeitkurve) genügen Glieder mit flachen Resonanzkurven.

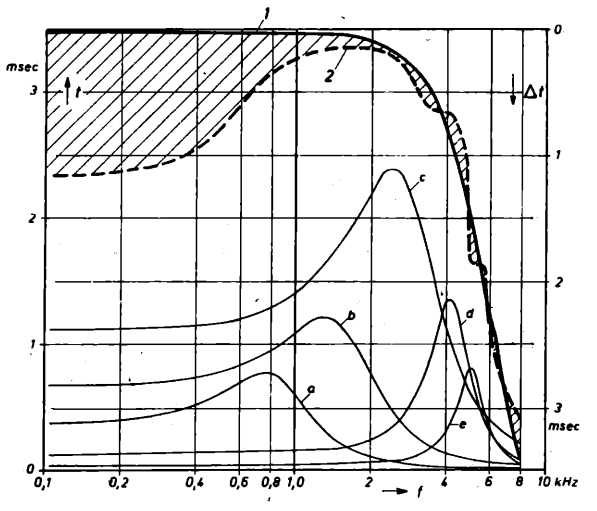


Bild 6. Beispiel für die Wirkungsweise eines Laufzeitentzerrers

Kurve 1: Zu entzerrende Laufzeitkurve
Kurve 2: Mit eingezeichneten Gliedern erreichte Entzerrung (= Zusatzlaufzeit). Die schraffierte Fläche stellt die Restverzerrung dar.
Kurven a . . . e: Laufzeiten einzelner oder zu Gruppen mit gleicher Kennfrequenz zusammengeschalteter Laufzeitglieder
Kurve a: 1 Glied; $f_0 = 0{,}77$ kHz
Kurve b: 3 Glieder; $f_0 = 1{,}28$ kHz
Kurve c: 10 Glieder; $f_0 = 2{,}40$ kHz
Kurve d: 4 Glieder; $f_0 = 4{,}15$ kHz
Kurve e: 2 Glieder; $f_0 = 5{,}05$ kHz
20 Glieder

Die durch die einzelnen Glieder erzeugten frequenzabhängigen Laufzeiten superponieren sich; sie ergeben naturgemäß eine Feinstruktur, die jedoch bei geeigneter Bemessung unerheblich ist, ebenso wie die verbleibenden Restverzerrungen unbedenklich sind [13].

Die Wirkungsweise eines aus 20 Gliedern bestehenden Entzerrers sowie der einzelnen Entzerrerglieder bzw. Gliedergruppen ist in Bild 6 dargestellt. Das Beispiel zeigt, daß man eine gute Annäherung an die Sollkurve erreichen kann. Die Restverzerrungen (schraffierter Bereich) sind bei den Höhen unbedeutend; bei den Tiefen läßt sich die fehlende Laufzeit durch 1 bis 2 weitere flache Glieder niedriger Kennfrequenz ($\approx 400 \ldots 500$ Hz) leicht auffüllen.

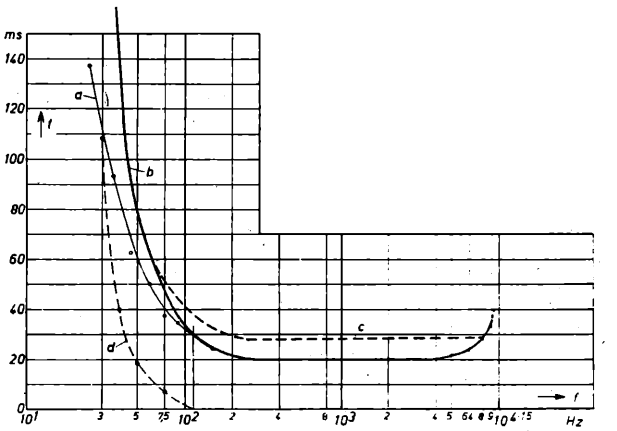


Bild 7 a. Gruppenlaufzeit der Versuchsleitung I: Hamburg—Köln—Hamburg

Kurve a: Leitung ohne Versuchsanordnung im Funkhaus des NWDR in Hamburg
Kurve b: Wie Kurve a, aber mit Versuchsanordnung im Funkhaus
Kurve c: Wie Kurve b, aber mit Laufzeitentzerrer
Kurve d: Gruppenlaufzeit der Versuchsanordnung im Funkhaus

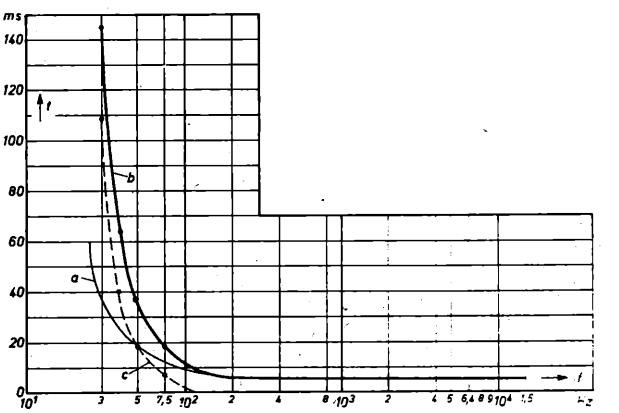


Bild 7 b. Gruppenlaufzeit der Versuchsleitung II: Hamburg—Frankfurt am Main—Hamburg

Kurve a: Leitung ohne Versuchsanordnung im Funkhaus des NWDR
Kurve b: Wie Kurve a, aber mit Versuchsanordnung im Funkhaus
Kurve c: Gruppenlaufzeit der Versuchsanordnung im Funkhaus

Die Gruppenlaufzeiten der Versuchsschleife I (ohne und mit Laufzeitentzerrer) und der Schleife II zeigen die Bilder 7 a und 7 b. Ein Vergleich mit Tafel 3 ergibt, daß man unter den vom CCIF als zulässig bezeichneten Werten bleibt. Man ersieht aus Bild 7 a, daß der Laufzeitentzerrer die Verzerrungen bei den Höhen völlig kompensiert und auch bei den Tiefen eine gewisse Verbesserung bewirkt. Der Aufwand für den Entzerrer ist nicht unerheblich; die Zahl der benutzten Laufzeitglieder und ihre Resonanzfrequenzen enthält die Tafel 4.

Tafel 4. Aufbau des Laufzeitentzerrers für die Versuchsschleife I: Hamburg—Köln—Hamburg

Resonanzfrequenz	Anzahl der Glieder
400 Hz	1
1173 Hz	4
2090 Hz	8
3720 Hz	28
5730 Hz	16
Insgesamt:	57 Glieder

Durch eine so große Zahl von Resonanzgliedern entsteht auch eine gewisse frequenzabhängige Dämpfung. Diese wurde durch ein vorgeschaltetes Netzwerk ausgeglichen, so daß die Gesamtdämpfung des Laufzeitentzerrers schließlich frequenzunabhängig (± 0,1 N) war; sie betrug etwa 0,9 N.

Es ist noch darauf hinzuweisen, daß der Laufzeitentzerrer auch bei Verwendung hochwertigen Eisens für die Spulenkerne nichtlineare Verzerrungen erzeugt. Setzt man ihn an einen Punkt niedrigen Pegels, so können diese aber genügend klein gehalten werden.

Ein Teil der nichtlinearen Verzerrungen (z. B. der Form $2f_1 - f_2$), die durch die zur Versuchsanordnung gehörigen und hinter dem Laufzeitentzerrer liegenden Verstärker usw. hervorgerufen werden, addieren sich beinahe linear zu denen der vor dem Laufzeitentzerrer liegenden Versuchsschleife, weil die Gruppenlaufzeit am Ausgang des Laufzeitentzerrers in einem großen Teil des Übertragungsbereiches praktisch konstant ist. Der hier angewendete „konzentrierte" Phasenausgleich ist aber weniger kritisch, als wenn er z. B. entlang der Strecke in jedem Verstärkeramt vorgenommen würde, weil sich dann die in Frage kommenden Klirrkomponenten beinahe *aller* Einrichtungen (und nicht nur die der Endgeräte) linear addieren würden [13]. Der „konzentrierte" Phasenausgleich ist auch in bezug auf den technischen Aufwand zu empfehlen. Es sei hier noch bemerkt, daß der geübte Beobachter durchaus in der Lage war, zwischen Laufzeitverzerrungen und den gleichzeitig auftretenden nichtlinearen Verzerrungen zu unterscheiden.

7. Anordnung zur Untersuchung der Frequenzbandbeschneidung

Für die Untersuchungen über die Auswirkungen von Frequenzbandbeschneidungen wurden hochwertige Filter (Hoch- und Tiefpässe) benutzt, die durch Dämpfungsglieder ersetzt werden konnten (Bild 8).

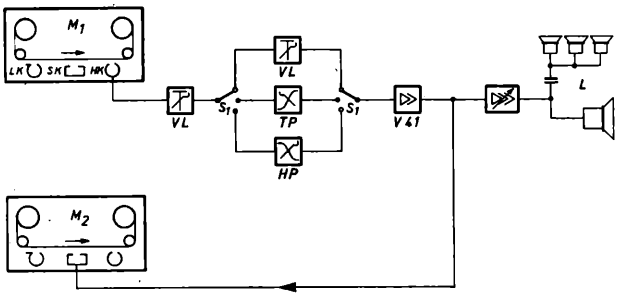


Bild 8. Prinzipschaltbild der Anordnung für die Frequenzbandbegrenzung

M_1 = Sendemagnettongerät
M_2 = Aufnahmemagnettongerät
VL = Frequenzunabhängige Dämpfung
TP = umschaltbarer Tiefpaß
HP = umschaltbarer Hochpaß
L = Lautsprecherkombination
S_1 = Umschalter

Nach der CCIF-Bestimmung gilt bei Rf-Leitungen eine Frequenz dann noch als *wirksam* übertragen, wenn sie im Vergleich zur Bezugsfrequenz 800 Hz um nicht mehr als 0,5 N (4,34 db) gedämpft ist. Für Fernsprechleitungen gilt die entsprechende Definition mit der Abweichung, daß dort 1 N (8,69 db) als Dämpfungsunterschied festgelegt ist. Es ist zweckmäßig, diese letztere Definition auch für die hier behandelten Versuche zugrunde zu legen, weil eine Frequenz auch bei einem Pegelabfall um 0,5 N in vielen Fällen noch zum Klangeindruck beitragen kann. Bild 9 zeigt die Kurven der benutzten Tiefpässe und die den obigen Definitionen entsprechenden Frequenzgrenzen.

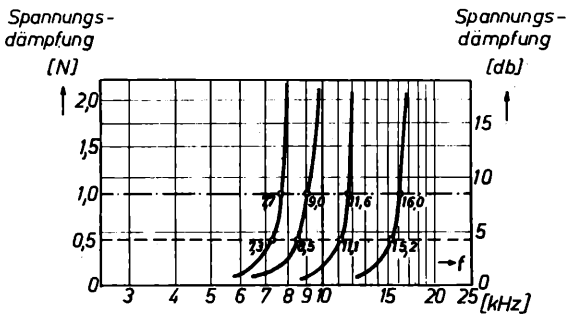


Bild 9. Dämpfungsverlauf der für die Frequenzbandbegrenzung benutzten Filter

———— Maximale Dämpfung für wirksam übertragene Frequenzen nach der CCIF-Definition für Rf-Leitungen

—·—·— Maximale Dämpfung für wirksam übertragene Frequenzen nach der Definition die den Abhörversuchen zugrunde liegt

Die Untersuchungen wurden nicht mit Originalmusik, sondern mit ausgesuchten Bandaufnahmen vorgenommen. Dieses Verfahren mag wohl einige Nachteile in sich bergen, es hat aber den Vorteil einer exakten Reproduzierbarkeit und damit einer leichten Überprüfung der Ergebnisse.

Die nichtlinearen Verzerrungen können das Ergebnis von Untersuchungen über die Wirkung von Frequenzbandbeschneidungen u. U. erheblich beeinflussen. Dies trifft vor allem dann zu, wenn die Verzerrungsprodukte in einem Frequenzbereich liegen, wo sie von den Nutzamplituden nur wenig oder gar nicht überdeckt werden. Liegen in diesen Fällen z. B. Oberwellen oder besonders Summentöne in dem Teil des Übertragungsbereiches, der bei der Beschneidung unterdrückt wird, so kann ein Begrenzungseffekt vorgetäuscht werden. Dies tritt manchmal sogar ziemlich stark in Erscheinung, weil die meisten unharmonisch zu den Grundtönen liegenden Summenfrequenzen gut herausgehört werden können. Diese Fragen wurden zwar bei den obigen Untersuchungen berücksichtigt, es kann jedoch sein, daß man bei Benutzung von Originalmusik vielleicht zu etwas abweichenden Ergebnissen kommt, weil bei Benutzung von Bändern ein gewisser Prozentsatz an nichtlinearen Verzerrungen unvermeidbar ist. Untersuchungen mit Originalmusik leiden aber wegen der mit ihnen meist verbundenen hohen Kosten oft unter einem starken Zeitdruck, und man ist daher geneigt, weniger gründlich vorzugehen. Hierdurch können dann ebenfalls merkliche Fehler entstehen.

8. Benutzte Lautsprecher

Die Lautsprecher stellen im allgemeinen das schwächste Glied der Übertragungskette und damit leicht eine Fehlerquelle dar. Bei den hier zum Abhören verwen-

deten hochwertigen Lautsprecherkombinationen dürften indessen die noch verbleibenden Fehler vernachlässigbar sein.

Als Abhörlautsprecher wurden sowohl die üblichen Studiolautsprecher (mit Hochtonsystemen) als auch die Tiefton-Kugelstrahlerkombination des NWDR benutzt, die die hohen Frequenzen kugelförmig mit konstanter Leistung in den Raum abstrahlt [14]. Da die Abhörräume in ihren Schallschluckeigenschaften — wie dies bei Studios üblich ist — ausgeglichen waren, besteht somit die Gewähr, daß die Ergebnisse nicht wesentlich verfälscht wurden.

III. Art und Anwendung der Testmotive

1. In Abschnitt B wurden die allgemeinen Voraussetzungen erläutert, die von Testmotiven zur Prüfung akustischer Übertragungsanlagen zu erfüllen sind. Für den Fall der *Laufzeitverzerrungen* von Rundfunkleitungen werden demnach zwei Typen von Motiven benötigt, nämlich solche, deren Klänge neben mittleren Frequenzen wesentlich hohe enthalten zur Untersuchung der Verzerrungen an der oberen Übertragungsgrenze und solche, die außer mittleren auch tiefe Frequenzen besitzen, so daß die Laufzeitdifferenzen am unteren Ende des Frequenzbandes erfaßt werden.

   In beiden Fällen müssen die Klänge möglichst schnell einschwingen und abklingen, da bei langsam anschwellenden und verklingenden Tönen die zu untersuchenden Effekte verdeckt werden. Für Untersuchungen an der oberen Frequenzgrenze erwies sich Cembalomusik als besonders gut geeignet, für die tiefen Frequenzen gezupfte oder geschlagene Saiteninstrumente.

   Ein gutes Kriterium stellt ferner scharf artikulierte Sprache dar (insbesondere weibliche Sprache hoher Stimmlage). Schließlich sind kurze Schaltknacke zu erwähnen, die sich bei Übertragungen auf transkontinentalen Strecken besonders unangenehm bemerkbar machen können. Von diesen beiden Arten von Klangvorgängen ist ihre große Empfindlichkeit gegen Laufzeitverzerrungen an der oberen Übertragungsgrenze bekannt. Außerdem wurden die „klassischen" Geräusche, wie Händeklatschen, Papierknistern, Zerbrechen eines Holzstabes usw., zur Prüfung benutzt.

   Die Tafel 5 enthält eine Auswahl der schließlich für die Untersuchung von Laufzeitverzerrungen benutzten Motive. Die Motivdauer betrug jedesmal 8 Sekunden.

   Zur Herstellung der Motive 1 bis 3 wurde ein zweistimmiges, elektronisches Musikgerät, das Melochord, benutzt, das sich wegen seiner großen Variationsmöglichkeiten, der Vermeidung raumakustischer Verzerrungen (Nachhall) u. dgl., als sehr geeignet erwies.

   Für die Beurteilung der *Laufzeitentzerrungsmaßnahmen* (s. o.) erwies sich folgende Reihenfolge als günstig:

   a) Original;

   b) *dreitausend Kilometer,* d. h. Überspielung über dreimal tausend Kilometer Rf-Leitung, zunächst *ohne* Laufzeitentzerrung, anschließend *mit* Laufzeitentzerrung, zum Schluß dreimalige Iteration im Kurzschluß.

   c) *fünftausend Kilometer,* d. h. Überspielung über fünfmal tausend Kilometer Rf-Leitung, zunächst *ohne* Laufzeitentzerrung, anschließend *mit* Laufzeitentzerrung, zum Schluß fünfmalige Iteration im Kurzschluß.

   In ähnlicher Weise wurde auch bei den übrigen Beurteilungen vorgegangen.

   Der Vergleich mit der „Iteration im Kurzschluß" ist *stets* notwendig, damit jede Trübung des Urteils infolge der bei höheren Iterationszahlen unvermeidlichen Qualitätsminderung durch den Aufzeichnungsprozeß vermieden wird.

2. Die Untersuchungen von *Frequenzbandbegrenzungen* beschränkten sich im wesentlichen auf die obere Übertragungsgrenze. Die Auswahl der Klangmotive machte hier keine besondere Mühe; es ist allgemein bekannt, bei welchen Musikinstrumenten und Geräuschquellen die hohen Frequenzen besonders kräftig ausgeprägt sind. Benutzt wurden u. a. Instrumente wie Akkordeon, Cembalo, Jazzbesen, Tambourin, ferner ein Kinderchor und eine Telefonglocke.

   Bei der Untersuchung der Frequenzbeschneidungen wurde, wie üblich, jedesmal das durch den Tiefpaß begrenzte Frequenzband mit dem vollen Originalumfang in unmittelbarer Aufeinanderfolge verglichen. Die Anwendung des Iterationsverfahrens erübrigt sich hier.

Tafel 5. Überblick über einige für die Untersuchung der Laufzeitverzerrungen benutzten Testvorgänge

Motiv Nr.	Art	Frequenzinhalt und Verwendung
1	„Cembalo" (Melochord)	Tiefste vorkommende Frequenz etwa 160 Hz, höchste annähernd 8000 Hz. Zur Prüfung der Laufzeitverzerrungen bei *hohen* Frequenzen
2	„Fagott u. Schlagbaß" (Melochord)	Tiefste Frequenz etwa 50 Hz. Zur Prüfung der Laufzeitverzerrungen bei *tiefen* Frequenzen
3	„Flöte u. Fagott" (Melochord)	Weiche Einschwingvorgänge. Laufzeitverzerrungen weder bei hohen noch bei tiefen Frequenzen zu erwarten
4	Zwei kurze Schaltknacke	Zur Prüfung der Laufzeitverzerrungen bei *hohen* Frequenzen
5	Cembalo (mehrstimmig)	Beispiel einer gegen Laufzeitverzerrungen bei *hohen* Frequenzen empfindlichen Musik
6	Sprecherin	Zur Prüfung der Laufzeiteffekte bei den *Höhen*
7	Sprecher	

D. Versuchsergebnisse

Der nachfolgende Bericht über die Ergebnisse der Untersuchungen ist notwendig lückenhaft, weil der gegenwärtige Stand der Publikationstechnik keine Veröffentlichung der gewonnenen Schallaufzeichnungen gestattet, die allein eine allgemeine Beurteilung ermöglichen würde. Der Leser muß sich daher mit einem Bericht über die Beurteilung durch einen Kreis maßgebender Fachleute der Bundespost und der Rundfunkanstalten begnügen, die in einer Tagung im Februar 1952 in Hamburg vorgenommen wurde. Die Autoren sind jedoch bereit, ernsthaften Interessenten Kopien

der bei den Untersuchungen gewonnenen Bandaufnahmen leihweise zur Verfügung zu stellen.

1. Laufzeitverzerrungen

Wenn auch die durchgeführten Untersuchungen noch keine allgemeingültige Beantwortung der Frage zulassen, in welcher Weise Laufzeitverzerrungen *beliebiger* Art die Wiedergabe von Rundfunkübertragungen störend beeinflussen können, so läßt sich doch für die konkreten Fälle der untersuchten Leitungen eine Reihe von Ergebnissen angeben. Für eine umfassende Beurteilung wäre die Durchführung umfangreicher weiterer Untersuchungen erforderlich, so z. B. über den Einfluß der Form der Laufzeitkurve oder über den Grad der subjektiven Störempfindung in Abhängigkeit von einer immer weiter gesteigerten Laufzeitverzerrung und der Frequenz, wobei es offenbar, wie bei allen Sinneswahrnehmungen, einen gewissen Schwellwert gibt, an dem die Empfindung erst einsetzt.

a) Laufzeitverzerrungen bei hohen Frequenzen

Bei der Überspielung der besonders kritischen Cembalo-Musik über eine Rf-Leitung vom Typ der Versuchsleitung I (eine „gelbe" Rf-Leitung) machen sich die Laufzeiteffekte bei etwa 1500 km Leitungslänge bemerkbar. Dieser Länge entspricht im Übertragungsbereich eine Laufzeitverzerrung von

$$t_{8\,\mathrm{kHz}} - t_{\min} = 10 \ldots 12\ \mathrm{msec}$$

($t_{\min}$ liegt im Bereich von 300 ... 1000 Hz). Die Klänge verlieren ihren harten metallischen Charakter und werden verschwommen. Die harten Anschläge klingen dann etwa so, wie wenn man gleichzeitig kurz auf einen Stapel sehr dünner Blechfolien schlägt oder eine nasse Seite anzupft. Für das weniger geschulte Ohr werden diese Effekte jedoch erst nach zwei- bis dreitausend Kilometern „gelber" Leitung wahrnehmbar.

Bei scharf artikulierter weiblicher Sprache bemerkt man ein eigentümliches Zwitschern bei Plosivlauten, das ebenfalls nach etwa 1500 km Leitungslänge wahrnehmbar zu werden beginnt.

Am unangenehmsten wirken sich Laufzeitverzerrungen im Bereich der hohen Frequenzen offensichtlich bei Schaltknacken aus. Diese Störung tritt schon bei 10 msec Laufzeitverzerrung deutlich in Erscheinung; 8 msec stellen hier den maximal zulässigen Wert dar. Infolge der Laufzeitdifferenzen wird der ursprünglich kaum störende, sehr kurze („trockene") Knack zu einem in der Tonhöhe ansteigenden markanten Pfiff auseinandergezogen, wie auch das Oszillogramm sehr gut erkennen läßt (Bild 10). Wenn solche Schaltknacke beim heutigen Stand der Technik in den Funkhäusern und auf den Leitungen auch sehr selten auftreten, so lassen sie sich doch nie *völlig* vermeiden. Man sollte deshalb diesen Punkt bei der Festlegung der zulässigen Laufzeitverzerrung für die Höhen berücksichtigen, da die so verformten Schaltknacke (Impulse) als „Fremdkörper" in der Modulation wesentlich störender wirken als Verzerrungen des Programminhaltes selbst.

Durch Verwendung des Laufzeitentzerrers konnten alle oben geschilderten Effekte weitgehend beseitigt werden. Bei den musikalischen Motiven und der Sprache lassen sich auch nach 3000 bzw. 5000 km keine Verzerrungen mehr mit Sicherheit feststellen. Lediglich das Auseinanderlaufen des Schaltknackes ist, wenn auch in viel geringerem Maße, noch bemerkbar.

Bei der Rf-Versuchsleitung II (15-kHz-Leitung) konnten Laufzeitverzerrungen nicht wahrgenommen werden. Dies war nach den Meßergebnissen (Bild 7 b) auch nicht zu erwarten.

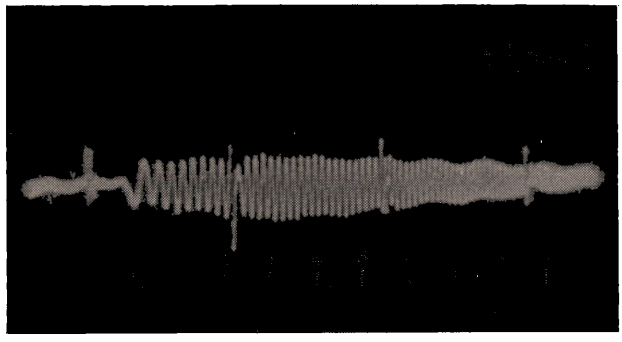


Bild 10. Verzerrung eines Impulses von 0,02 ms Dauer durch eine „gelbe" Rundfunkleitung

b) Laufzeitverzerrungen bei tiefen Frequenzen

Das Urteil über die zulässigen Laufzeitverzerrungen bei tiefen Frequenzen ist nach den vorliegenden Versuchsergebnissen mit einigen Unsicherheiten behaftet. Bei der Beurteilung von Motiv 2 (Fagott und Schlagbaß), das als recht empfindlich für Laufzeitverzerrungen bei tiefen Frequenzen anzusprechen ist, ergab sich, daß bei zweimaliger Überspielung über eine Schleife von 1000 km „gelber" Leitung die Verzerrung schon merkbar wird. Unter Berücksichtigung der zusätzlichen nicht unerheblichen Laufzeitverzerrungen in den Funkhausverstärkern (vgl. Bilder 7 a und 7 b) ergeben sich hierbei folgende Gesamtverzerrungen für 50 bzw. 100 Hz, bezogen auf die kleinste Laufzeit $t_{\min}$, als noch zulässig:

$$t_{50} - t_{\min} = 120\ \mathrm{msec},$$
$$t_{100} - t_{\min} = 24\ \mathrm{msec}.$$

Ein wesentlicher Einfluß des Laufzeitentzerrers ist bei tiefen Frequenzen nicht zu erwarten und auch nicht feststellbar.

Der subjektive Eindruck der Verzerrungen bei den tiefen Frequenzen ist völlig anders als bei den hohen. Hier wird nämlich der Klang selbst kaum verändert; es tritt jedoch bei kritischen Tönen ein tiefes dunkles Nachbrummen auf, dessen Zeitdauer sich mit wachsender Leitungslänge linear vergrößert.

2. Frequenzbandbeschneidungen

Bei der Definition der oberen Grenze des Übertragungsbereiches ist das unter C II 7 Gesagte zu beachten. Ein Übertragungsbereich bis 7,7 kHz (vgl. Bild 9) wurde bei den vorgeführten kritischen Motiven allgemein als unzureichend empfunden; auch die Begrenzung bei 9 kHz bedeutete für die meisten Beurteiler noch eine Qualitätsminderung. Hingegen wurde die Erweiterung bis 11,6 kHz von fast allen Teilnehmern als ausreichend angesehen. Einige der Beobachter konnten bei *besonders kritischen* Motiven den Unterschied gegenüber dem Original zwar noch mit Sicherheit feststellen, empfanden die Begrenzung jedoch nicht unbedingt als Qualitätsminderung. Vielfach bedeutet sie hier nur noch eine Herabsetzung des Raumgeräusches, was einerseits als Vorteil angesehen, andererseits jedoch in bestimmten Fällen auch als Verlust an „Atmosphäre" betrachtet werden kann. (Vgl. hierzu auch letzten Absatz von Punkt C II 7.)

E. Schlußfolgerungen

I. Laufzeitverzerrungen

Für die subjektive Wahrnehmung ist die Größe der absoluten Laufzeitverzerrung maßgebend. Für die Dimensionierung der Leitungen ist es andererseits sinnvoll, sich auf eine bestimmte Normallänge zu beziehen; beim CCIF ist hierfür bisher eine Länge von 1000 km bestimmt worden. Es ergibt sich nun die Frage, welche Leitungslänge als Grenzlänge für die Verhältnisse des normalen Rundfunkbetriebes angesehen werden soll. Im nachstehenden wurde für den *innerdeutschen* Verkehr eine Leitungslänge von 1500 km angesetzt, eine Länge, die durchaus vorkommt.

1. Zulässige Werte bei hohen Frequenzen

Die Versuche ergaben für Rf-Leitungen von der Bauart, wie sie die Versuchsschleife I darstellte (und bei dem entsprechenden typischen Laufzeitgang), 8 msec als maximal zulässigen Wert für die Laufzeitverzerrungen an der oberen Grenze des Übertragungsbereichs (vgl. Tafel 6). Dieser Wert entspricht auch den Feststellungen von *Ribbeck* und *Strecker* [4], die je nach Beobachter merkbare Verzerrungen für Werte zwischen 5 und 10 msec angeben. Es kann angenommen werden, daß ähnliche Werte auch für andere Laufzeitkurven gelten.

Tafel 6. Übersicht über die Laufzeitverzerrungen

$$\left(t = \frac{\mathrm{d}b}{\mathrm{d}\omega}\right)$$

Beziehung	Bei Versuchen als noch zulässig ermittelt (Absolutwert) msec	Davon für Studios u. Sender (Absolutwert) msec	Für die Leitung (Absolutwert) msec	CCIF-Empfehlung für „normale" Rf-Leitungen (für 1000 km) msec
$t_{50\ \mathrm{Hz}} - t_{\min}$	120	50	70	< 80
$t_{100\ \mathrm{Hz}} - t_{\min}$	24	8	16	< 20
$t_{8\ \mathrm{kHz}} - t_{\min}$	8	—	8	—
$t_{10\ \mathrm{kHz}} - t_{\min}$	—	—	—	< 8

Im Funkhaus und im Sender entstehen an der oberen Frequenzbandgrenze keine Laufzeitverzerrungen, es treten also nur die Verzerrungen auf der Rf-Leitung in Erscheinung. Legt man 8 msec als zulässige Laufzeitverzerrung und eine „normale" Reichweite von 1500 km Leitungslänge zugrunde, so gelangt man zu einer Toleranzgrenze von etwa 5 msec für 1000 km.

Dieser Wert wird bei den „gelben" Rf-Leitungen bereits überschritten, da deren Laufzeitverzerrung über 1000 km etwa 8 (bis 10) msec für $t_{8000} - t_{\min}$ beträgt. Die Reichweite dieser Leitungen wird also bei hohen Ansprüchen und für sehr kritische Modulation durch diese Verzerrungen auf etwa 1000 km begrenzt. Will man die Reichweite vergrößern, so muß man Phasenausgleichsglieder (Laufzeitentzerrer) verwenden *). Die Reichweite der Versuchsleitung II (neue Bauart) wird durch die Laufzeitverzerrungen bei den Höhen kaum begrenzt; sie beträgt etwa 4000 km. (Vgl. hierzu auch nachfolgend unter 2.) **).

*) Dies ist im Bereich der Deutschen Bundespost beabsichtigt.

**) Versuche, die im Mai 1954 an einer ähnlichen Leitung wie die Versuchsleitung II angestellt wurden, bestätigten das hier gewonnene Ergebnis [15].

Hierzu sei noch folgendes bemerkt: Die Maßnahme, eine Verringerung der akustischen Auswirkung von Laufzeitverzerrungen durch einen allmählichen, bereits früher beginnenden Abfall der Pegelkurve bei den Höhen zu erzielen, wäre mit Rücksicht auf die Versuchsergebnisse über die Auswirkung von Frequenzbandbeschneidungen nur für Leitungen höherer Grenzfrequenz als die der Versuchsleitung I („gelbe" Rf-Leitung) denkbar. Man könnte auf diese Weise zweifellos einige spezifische Laufzeiteffekte mildern, wird aber das Verfahren nur dort anwenden können, wo die Qualitätsverschlechterung durch den Frequenzgang in Kauf genommen werden kann. Es kommt hinzu, daß Leitungen mit höherer Grenzfrequenz meist geringere Laufzeitverzerrungen aufweisen, die dann auch weniger störend in Erscheinung treten.

2. Zulässige Werte bei tiefen Frequenzen

Die Funkhausverstärker tragen bei den Tiefen merklich zum Laufzeitanstieg bei. Bei dem neuen Kassettenverstärker vom Typ V 72 [16] z. B. beträgt die Laufzeit 5 msec bei 50 Hz und 0,8 msec bei 100 Hz. Nimmt man an, daß für einen Übertragungsweg im sendenden und im empfangenden Funkhaus oder am Rf-Sender insgesamt 10 Verstärker dieses Typs verwendet werden, so verbleiben für die Rf-Leitung von den insgesamt zulässigen 120 msec bei 50 Hz noch 70 msec und von den insgesamt zulässigen 24 msec bei 100 Hz noch 16 msec (vgl. Tafel 6); daraus ergeben sich für 1000 km Leitung etwa 45 bzw. 11 msec. Mit 40 msec bei 50 Hz und 12 msec bei 100 Hz entsprechen die „gelben" Rf-Leitungen diesen Werten bereits innerhalb vertretbarer Toleranzen. Die Reichweite der Versuchsleitung II (neuer Bauart) beträgt bezüglich dieses Kriteriums etwa 3500 bis 4000 km.

II. Frequenzbandbegrenzungen

Aus den vorliegenden Versuchsergebnissen darf man schließen, daß ein Frequenzband von 40 bis 10 000 Hz erforderlich ist, um eine genügende Übertragungsgüte zu gewährleisten. Für qualitativ besonders hochwertige Übertragungen sollte ein Bereich bis gegen 12 kHz zur Verfügung stehen. Die Bereitstellung des vollen hörbaren Bereichs bis 15 kHz scheint nur dort gerechtfertigt, wo sie keinen nennenswerten wirtschaftlichen Mehraufwand bedeutet und wo auch die Geräusche im Bereich geringer Verdeckung im gesamten Übertragungsweg genügend klein gehalten werden können.

Zusammenfassung

Die Methodik subjektiver Untersuchungen von Klangvorgängen wird unter besonderer Berücksichtigung der Laufzeiteffekte und des Einflusses der oberen Übertragungsgrenze bei Rundfunk-Fernleitungen besprochen. Der Aufbau und die elektrischen Eigenschaften moderner Leitungen und die verwendete Versuchsapparatur werden beschrieben und die für den speziellen Zweck am besten geeigneten Motive und ihre Anwendung geschildert. Die Versuche zeigen, daß unter den erwähnten Bedingungen insgesamt etwa 8 msec Laufzeitdifferenz am oberen Ende des Übertragungsbereiches zulässig sind. Am unteren Ende des Frequenzbandes ergeben sich 120 msec bei 50 Hz und 24 msec bei 100 Hz als Grenzwerte, die ohne wesentliche Beeinträchtigung des Klangeindrucks zugelassen werden können. Die obere Übertragungsgrenze sollte nicht

unterhalb von 10 kHz, für hochwertige Übertragungen etwa bei 12 kHz liegen.

Zum Schluß sei noch den an den Versuchen beteiligten Herren der Deutschen Bundespost und der Rundfunkanstalten für ihre Mitarbeit gedankt. Besonderer Dank gebührt dem Rundfunk-Verstärkeramt Hamburg und der Zentraltechnik des NWDR, die maßgebend zum Gelingen der oft langwierigen Versuche beigetragen haben.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *Olson:* Elements of Acoustical Engineering, 1947, S. 488.

[2] *E. A. Pavel:* Moderne Rundfunkleitungen nach den CCIF-Empfehlungen. FTZ 4 (1951), S. 150—157.

[3 a] *E. Belger:* Über die Messung und Bewertung der Störwirkung von Geräuschen. FTZ 7 (1954), H. 1, S. 25—32.

[3 b] *E. Belger:* Über die Messung und Bewertung von Störgeräuschen. Techn. Hausmitteilungen des NWDR 5 (1953), H. 2/3, S. 51—59.

[4] *H. Ribbeck* und *F. Strecker:* Die elektrischen Übertragungseigenschaften des deutschen Rundfunkleitungsnetzes. EFD 46 (1937), S. 108—117.

[5 a] *W. Meyer-Eppler:* Untersuchungen an Übertragungssystemen durch wiederholte und rückläufige Überspielung. FTZ 11 (1951), S. 507—512.

[5 b] *W. Meyer-Eppler:* Die Messung und Hörbarmachung sehr kleiner Dämpfungs- und Phasenverzerrungen. Techn. Hausmitteilungen NWDR 5 (1951), S. 77—80.

[6] *M. Bidlingmaier:* Der neue Aussteuerungsmesser. Frequenz 4 (1950), H. 6, S. 146—149.

[7] *E. A. Pavel, A. Gastell* und *M. Bidlingmaier:* Über vergleichende Messungen mit dem Volumenmesser und dem Spitzenwertmesser bei der Kontrolle von Rundfunkübertragungen. FTZ 8 (1955), H. 4, S. 205—212.

[8 a] *E. A. Pavel, H. v. Schau* und *W. Schwenn:* Das Rundfunkleitungs-Verstärkergestell 48 der Deutschen Bundespost. FTZ 10 (1951), S. 452—457.

[8 b] *E. A. Pavel:* Die Verstärkereinrichtungen und die elektrischen Eigenschaften des deutschen Rundfunkleitungsnetzes. Der Fernmeldeingenieur 8 (1952).

[9] *E. A. Pavel* und *H. v. Schau:* Untersuchungen an einer Rundfunkleitung auf unbespulten Sternvierern. FTZ 5 (1952), H. 12, S. 551—562.

[10] *L. Fenyö:* Die Anwendungsgebiete des Pegelschreibers in der Fernmeldetechnik. TFT 1933, H. 1, S. 3—13, und H. 2, S. 36—43.

[11 a] *E. Belger* und *H. Rindfleisch:* Über ein Verfahren zur Laufzeitmessung an Rundfunkleitungen. Techn. Hausmitteilungen NWDR 7/8 (1951), S. 124—126, und 9 (1951), S. 145.

[11 b] *J. Müller:* Die Bestimmung des Amplituden- und Phasenganges von linearen Übertragungssystemen mit Hilfe von Rechteckwellen. FTZ 5 (1951), S. 211—220.

[12] *K. E. Gondesen:* Ein Iterationsgerät zur verstärkten Wiedergabe von Verzerrungen. Techn. Hausmitteilungen NWDR 5 (1951), S. 83—84.

[13] Deutsche Patentanmeldung S 31 061 VIII a/21 a², 36/13.

[14] *H. Harz* und *H. Köster:* Ein neuer Gesichtspunkt für die Entwicklung von Lautsprechern? Techn. Hausmitteilungen NWDR 3 (1951), S. 205—208.

[15] *E. A. Pavel:* Übertragungseigenschaften niederfrequenter Rundfunkleitungen in den deutschen Trägerfrequenz-Fernkabeln. Hier im gleichen Heft.

[16] *J. Peters, H. Heyer, H. Kersten, H. H. Lammers* und *H. Pethke:* Neue Regieeinrichtungen für Funkhäuser. Techn. Hausmitt. NWDR 3 (1951), S. 97—102 und S. 165—171.

(Eingeg. 15. April 1955)

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 9, SEPTEMBER 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über Beobachtungen der Rückstreuung (back-scatter) im Kurzwellengebiet an kommerziellen Telegraphiesignalen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt und dem Funkamt Frankfurt a. M.

Von **B. Beckmann** und **K. Vogt**

Mit 12 Bildern

DK 621.396.8

In der vorliegenden Arbeit wird das Problem der Rückstreuung von Kurzwellensignalen behandelt. Die verwendete Ringmethode ermöglicht solche Beobachtungen an kommerziellen Stationen. Die Amplitudenmessungen lassen Schlüsse auf die azimutale Verteilung der Rückstreuung und den Einfluß des Sendeantennendiagramms und auf die verkehrsmäßige Übertragungsgüte zu. Zum Schluß werden die Laufzeiten der Rückstreuung und der Empfang innerhalb der toten Zone erörtert.

The present article deals with the problem of the backward radiation of short-wave signals. The ring method, applied here, allows such investigations on commercial stations. The amplitude measurements allow conclusions on the distribution of the backward radiation in the azimute plane and on the effect of the radiation pattern of the transmitting aerial as well as on the transmission quality as far as traffic is concerned. The delay of the back radiation and the reception within the quiet zone are discussed at the end.

L'exposé traite le problême de la diffusion vers l'arrière de signaux à ondes courtes. La méthode appliquée permet de telles observations aux stations commerciales. Des mesures des amplitudes on peut tirer des conclusion en ce qui concerne la répartition azimutale de la diffusion vers l'arrière, l'influence du diagramme de l'antenne émettrice et la qualité de transmission pour le trafic. Enfin on discute les délais de transmission de la diffusion vers l'arrière et la réception dans la zone de silence.

I. Einleitung

Über Streuvorgänge im Ausbreitungsweg der Kurzwellen liegt eine umfangreiche Literatur vor. Erst beschäftigte man sich mit den ionosphärischen Streuvorgängen und ihren Ursachen, nachdem *Dieminger, Goubau* und *Zenneck* 1934 aus dem intermittierenden Auftreten von *F*-Reflexionen bei Echomessungen auf eine wolkenartige Struktur des *E*-Gebietes der Ionosphäre geschlossen hatten [1]. Echoaufnahmen mit sichtbaren Streureflexionen an *E*-Wolken veröffentlichte 1937 *Eckersley* [2]. Er deutete sie als zeitliche Streuung an Ionenwolken des *E*-Gebietes auf dem Umweg über die *F*-Schicht. Wie in Bild 1 schematisch gezeigt ist, wird die vom Sender *S* ausgehende Strahlung nach Reflexion an der *F*-Schicht am *E*-Gebiet zurückgestreut (durch Pfeile angedeutet).

In zahlreichen Veröffentlichungen wurde diese Meinung erhärtet und weitere mögliche Strahlenwege erörtert. Insbesondere wird der Einfluß der *F*-Schicht auf die Rückstreuung immer wieder bestätigt, auf Grund dessen bei Abnahme der Grenzfrequenz dieser Schicht die Streureflexionen im Echolotungsbild so abgebaut werden, daß die obere Grenze des Streubereiches erhalten bleibt, während, von unten gesehen, mit zunehmender Höhe die Streureflexionen aussetzen, so daß der Streubereich immer schmäler wird und schließlich in einer leicht ansteigenden Spitze ausläuft. Die seitlichen Streustrahlen, die unter mehr oder weniger flachem Winkel die *F*-Schicht treffen, setzen bei abnehmender Ionisation der *F*-Schicht in der Weise aus, daß zuerst die steilen Strahlen verschwinden, während diejenigen, die am weitesten seitlich reflektiert werden, am längsten erhalten bleiben, da für sie die geringste Ionisation erforderlich ist [3]. Der ionosphärische Streuvorgang ist bei Zugrundelegung der *Rayleigh*schen Formel frequenzunabhängig (Frequenzgang der Streuung und Frequenzgang des Brechungsindex heben sich gegenseitig auf). Auf die Bedeutung dieser Streuvorgänge für die Funkausbreitung und die hierdurch entstehende Grenzfrequenzerhöhung wurde von verschiedenen Autoren hingewiesen [4].

In der Folgezeit stellte man fest, daß auch der Erdboden an der Rückstreuung beteiligt sein muß. *Dieminger* fand 1947, daß bei vielen Echolotungsmessungen der Streuvorgang erst oberhalb der Doppelreflexion auftritt [5]. Er folgerte daraus, daß diese Streuung durch die zwischen dem ersten und zweiten Echo notwendige Bodenreflexion zustande kommt. Insbesondere tragen größere Bodenunebenheiten, wie Gebirge, zu diesem Streuvorgang bei. In Bild 1 ist die Bodenstreuung ebenfalls durch Pfeile kenntlich gemacht. Der Einfluß der

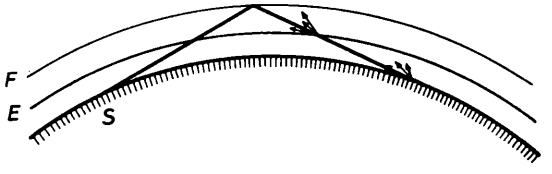


Bild 1. Schematische Darstellung der Rückstreuung an der *E*-Schicht und am Erdboden nach Reflexion an der *F*-Schicht
S: Senderort

F-Grenzfrequenz ist auch hierbei vorhanden, da der Strahlenweg über die *F*-Schicht verläuft.

Durch die Echolotung ist man also schon längere Zeit über diese Streuvorgänge unterrichtet. In den letzten Jahren hat man ihnen noch vermehrte Aufmerksamkeit geschenkt, nachdem *Villard* und *Peterson* 1952 ein besonderes Gerät konstruierten, das mit einer umlaufenden Richtantenne die azimutale Verteilung der Rückstreuung um den Beobachtungsort zu messen gestattet [6]. Man kann aus solchen Aufnahmen die Größe und Lage der toten Zonen bei einfachen und mehrfachen Sprüngen ersehen. Insbesondere gestattet dieses Gerät festzustellen, ob eine bestimmte Frequenz in den verschiedenen Richtungen und Entfernungen Übertragungsmöglichkeiten bietet oder nicht, d. h. ob sie bei der durch die Erdkrümmung bedingten maximalen Sprungentfernung (etwa 3000 km) noch reflexionsfähig ist. So ist die Messung der Rückstreuung zu einem wichtigen Hilfsmittel für die Erkennung der Ausbreitungsbedingungen bzw. für den jeweils richtigen Frequenzeinsatz geworden, die unmittelbar am Sendeort erfolgen kann. Ein technisches Gerät zur Messung der toten Zone als

Funktion der Frequenz wurde kürzlich in der Literatur beschrieben [7].

II. Versuchsanordnung

Für die in dieser Arbeit mitgeteilten Ergebnisse von Rückstreumessungen wird eine Methode benutzt, die die Verwendung kommerzieller Sendeanlagen für diesen Zweck ermöglicht.

Telegraphiesignale sind von erheblich längerer Dauer, als die Zeitdifferenz der durch Rückstreuung empfangenen Echos ausmacht. In Bild 2 ist ein Oszillogramm

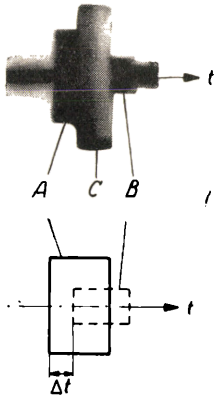


Bild 2. Ozillogramm eines Telegraphiezeichens mit Rückstreuung
A: Primärzeichen = Bodenwelle
B: Um die Zeitdifferenz Δt später eintreffendes Rückstreuzeichen
C: Vektorielle Summe von *A* und *B*

eines in die Zwischenfrequenz des Empfängers transponierten Telegraphiesignals wiedergegeben. Im unteren Teil des Bildes ist die Entstehung der Randkurve des Zeichens schematisch erläutert. Das Primärzeichen, die Bodenwelle, ist durch die Amplitude *A* gegeben, während die Amplitude *B* das um die Laufzeit Δt später eintreffende Rückstreuecho darstellt. Für den sich überlappenden Teil der beiden Zeichen ergibt sich die vektorielle Summenamplitude *C*. Wegen der unregelmäßigen Folge der Telegraphiesignale ist die Synchronisierung solcher Aufnahmen nicht möglich. Aus diesem Grunde wurde die von *Beckmann* angegebene „Ringmethode" benutzt [8]. Legt man ohne weitere Synchronisierung die empfangene Zwischenfrequenz etwa 90° phasenverschoben an die vertikalen und horizontalen Ablenkplatten der *Braun*schen Röhre, so erhält man die Amplituden des Zeichens durch Ringe dargestellt und damit auch bei unregelmäßiger Zeichenfolge ein stehendes Bild. Die Versuchsanordnung ist in Bild 3 wiedergegeben. Als Empfänger wurde der Telefunken-Verkehrsempfänger E 104 KW/4 mit einer Zwischenfrequenz von 525 kHz bei einer Filterdurchlaßbreite von

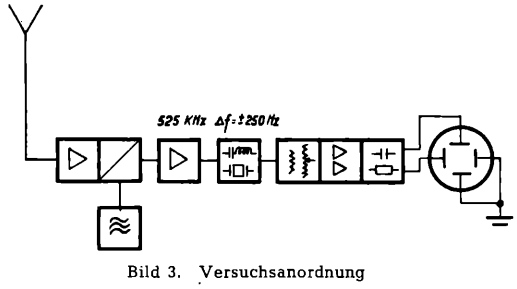
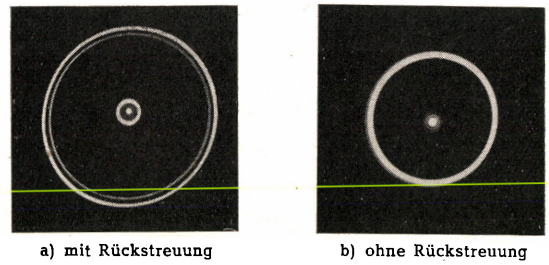


Bild 3. Versuchsanordnung

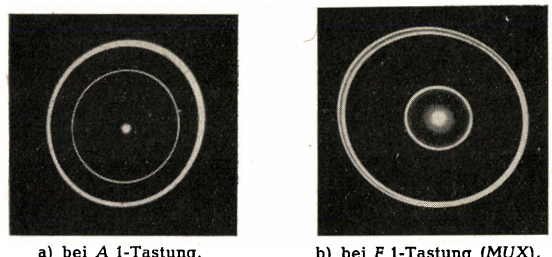
$\Delta f = \pm 250$ Hz benutzt. Für den in Bild 2 beschriebenen Fall ergeben sich auf dem Schirm des *Braun*schen Rohres drei Ringe entsprechend den Amplituden *A*, *B* und *C*. Der *C* entsprechende Ring hat wegen der größten zeitlichen Dauer die größte Helligkeit. Die Helligkeit der Ringe *A* und *B* hängt von der Laufzeit Δt ab. *A* bezeichnet man auch als Vorläufer, *B* als Nachläufer des Zeichens. Der Nachläufer ist an der kleinen Amplitude erkenntlich und zieht sich bei Schwund im Nullpunkt zusammen. Für zwei Ausbreitungswege ergeben sich 3 Ringe, d. h. allgemein ist die Zahl der Ausbreitungswege $n = \frac{(z+1)}{2}$. Darin bedeutet *z* die Ringzahl.

Bild 4 zeigt Rückstreuaufnahmen nach der Ringmethode bei *A* 1-Tastung mit der Frequenz 9283 kHz am 6. 12. 1954 um 10.30 Uhr MEZ. Der Sender arbeitete auf eine Rhombusantenne mit einem Azimutwinkel von 99°. Das Bild 4 a wurde mit einer Richtantenne mit nahezu gleichem Azimut von 113° aufgenommen. Es zeigt drei Ringe entsprechend dem oben beschriebenen Zweiwege-Bild (Bild 2). Die Amplitude *B* der Rückstreuung ist durch den inneren Ring (Nachläufer) gegeben. Der Außenring entspricht der Amplitude *C*, der dicht daneben liegende lichtschwächere Ring der Vorläuferamplitude *A*. Das Bild 4 b wurde mit einer Empfangsrichtantenne mit einem Azimut von 293° (180° gegen das Empfangsazimut von Bild 4 a) aufgenommen. In dieser Empfangsrichtung sehen wir nur einen hellen Ring, der dem Primärzeichen (Bodenwelle) entspricht. Die Rückstreuung ist in dieser Richtung West nicht mehr vorhanden, da die Sendeantenne im wesentlichen in Richtung Ost strahlt. Wir werden später noch besser sehen, daß bis zu einem gewissen Grade die Rückstreuung richtungsmäßig ein Abbild der Richtcharakteristik der Sendeantenne darstellt.



a) mit Rückstreuung b) ohne Rückstreuung

Bild 4. Rückstreuaufnahmen nach der Ringmethode bei *A* 1-Tastung, Frequenz 9283 kHz, 6. 12. 1954, 10.30 Uhr MEZ



a) bei *A* 1-Tastung, 11.00 Uhr MEZ b) bei *F* 1-Tastung (*MUX*), 11.15 Uhr MEZ

Bild 5. Rückstreuaufnahmen nach der Ringmethode

Bei *F* 1-Tastung muß bei Rückstreubeobachtungen der Sender auf eine Flanke des Abstimmkreises eingestellt werden, damit aus der Frequenzmodulation eine Amplitudenmodulation entsteht. Damit kann die Ringmethode für alle Betriebsarten benutzt werden, somit auch für das Vielkanal-Zeitfolge-System (*MUX*) und für das Duoplex-Verfahren. Bei den hohen Schrittgeschwindigkeiten ergibt sich bei der Ringmethode keine Störung, wenn die Echozeichen nicht in dem gleichen, sondern in dem folgenden Zeichen eingeschachtelt liegen. Bild 5 zeigt vergleichsweise die Rückstreuung eines *A* 1- und eines *F* 1-*MUX*-Senders für die Frequenz 11 406 kHz

mit einem Sende- und Empfangsazimut von 293° (Richtung New York). Bild 5 a enthält das Ringbild des *A* 1-Senders um 11.00 Uhr MEZ am 6. 12. 1954, Bild 5 b das Ringbild des *MUX*-Senders am gleichen Tag um 11.15 Uhr MEZ. Nach der Umschaltung des Senders von *A* 1-Tastung auf *F* 1-*MUX*-Betrieb sind prinzipielle Unterschiede in bezug auf die Rückstreuamplitude nicht vorhanden.

III. Messung der Rückstreuamplituden

In diesem Abschnitt soll über die Größe der Rückstreuamplituden berichtet werden, während die ebenfalls interessierenden Laufzeiten später behandelt werden. Es sollen bei den Versuchen einerseits die azimutale Verteilung der Rückstreuung bei einem gegebenen Ionosphärenzustand, andererseits die zeitlichen Änderungen der Rückstreuamplitude in Abhängigkeit von den ionosphärischen Verhältnissen gemessen werden.

a) Azimutale Verteilung der Rückstreuung bei gerichteter und ungerichteter Strahlung

Ein in der Nähe von Frankfurt am Main stehender Sender (Funksendestelle Bonames der Deutschen Bundespost) arbeitet zuerst auf eine Rundstrahlantenne, anschließend auf eine Richtantenne. Die Empfangsstelle Eschborn (Überseefunkempfangsstelle der Deutschen Bundespost) liegt etwa 10 km südlich. Hier wird für beide Fälle die azimutale Verteilung der Rückstreuamplitude mit Hilfe der vorhandenen Rhombusantennen untersucht. Bild 6 a zeigt für die Frequenz 15 472 kHz am 23. 2. 1954 die Verteilung der Rückstreuamplitude bei ungerichteter Sendeantenne (Vertikaler Breitbandstrahler, Senderleistung 20 kW) [9]. Bild 6 b enthält für die Frequenzen 15 472 kHz am 23. 2. 1954 und 15 483 kHz am 16. 2. 1954 die Verteilung der Rückstreufeldstärke bei einer Senderichtantenne *T* (Rhombusantenne) mit dem Azimut 293° (die kleinen Pfeile in Bild 6 a und b kennzeichnen die Richtungen der benutzten Empfangsantennen). Ein Vergleich der Punktfelder beider Bilder ergibt einen mittleren Antennengewinn der Richtantenne bezogen auf die Vertikalantenne von 15 db.

Die Rückstreufeldstärke ist relativ hoch und entspricht etwa der Empfangsfeldstärke eines auf der Gegenstation New York stehenden Senders gleicher Strahlungsleistung. Da die Rückstreuung bei einem Sprung aus einer Entfernung von maximal 3000 km kommen kann, und die Entfernung Frankfurt am Main—New York etwa 6000 km (mindestens zwei Sprünge zu 3000 km) beträgt, sind in beiden Fällen die zurückgelegten Wege annähernd gleich. Die angegebenen Amplituden der Rückstreuung gelten summarisch für Boden- und ionosphärische Streuung, die sich in den meisten Fällen überlagern. Die relativ großen Feldstärken dürften, außer durch einen günstigen Streukoeffizienten, durch die zweimalige fokussierende Wirkung der Streustrahlen, insbesondere am Rande der toten Zone, bewirkt sein.

In Bild 6 b betragen die Unterschiede in Soll- und Gegenrichtung 20 bis 30 db. Bei weiteren Beobachtungen wurde im Mittel 15 db festgestellt, was der Rückstrahldämpfung der verwendeten Senderhomben entspricht. Die unsymmetrische Verteilung der Rückstreuamplituden in Bild 6 a läßt eine durch die Ausbreitungslage bedingte geringe Rückstreuung aus Nordosten erkennen. Zweifellos sind die in Bild 6 b stärker hervortretenden Werte in Richtung 231° und 311° auch ausbreitungsmäßig bedingt. Der Umschaltung der Empfangsantenne von Senderichtung auf Gegenrichtung entsprechen die bereits beschriebenen Ringbilder 4 a und b, wobei die Empfindlichkeit der Empfangseinrichtung oberhalb

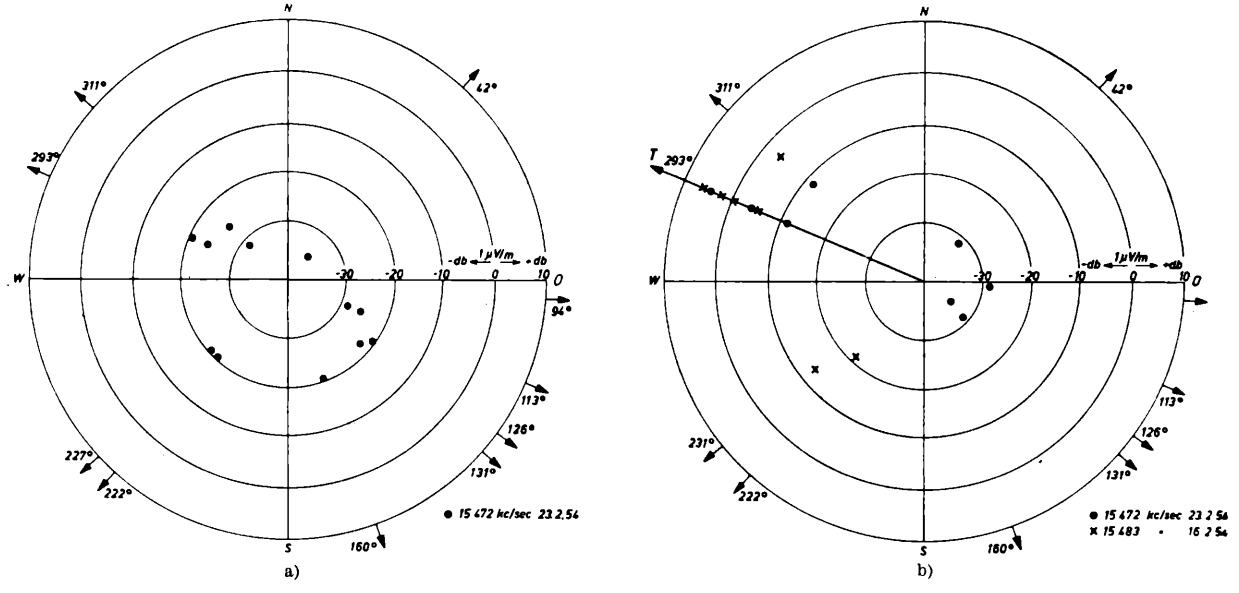


Bild 6. Azimutale Verteilung der Rückstreuung bei ungerichteter (a) und gerichteter (b) Strahlung

— 30 db lag. Dadurch werden die hier eingetragenen Rückstreufeldstärken in Bild 4 b unterdrückt.

b) Die zeitliche Änderung der Rückstreufeldstärke

Die Beobachtungen der zeitlichen Änderungen der Rückstreufeldstärke werden mit Sendern durchgeführt, die auf eine Richtantenne mit dem Azimut 293° arbeiten (Sende- und Empfangsort s. oben). Auf Grund der ionosphärischen Verhältnisse ist der betriebliche Einsatz einer 15-MHz-Frequenz in Richtung New York erst gegen Mittag möglich zu einer Zeit, wo die Grenzfrequenz auch für den westlich gelegenen zweiten Reflexionspunkt nach Sonnenaufgang ausreichende Werte erreicht. Wie schon früher erwähnt, wird zunächst die Rückstreuung des östlichen (ersten) Reflexionspunktes beobachtet, bei dem der Sonnenaufgang um drei Stunden früher erfolgt als bei dem westlichen

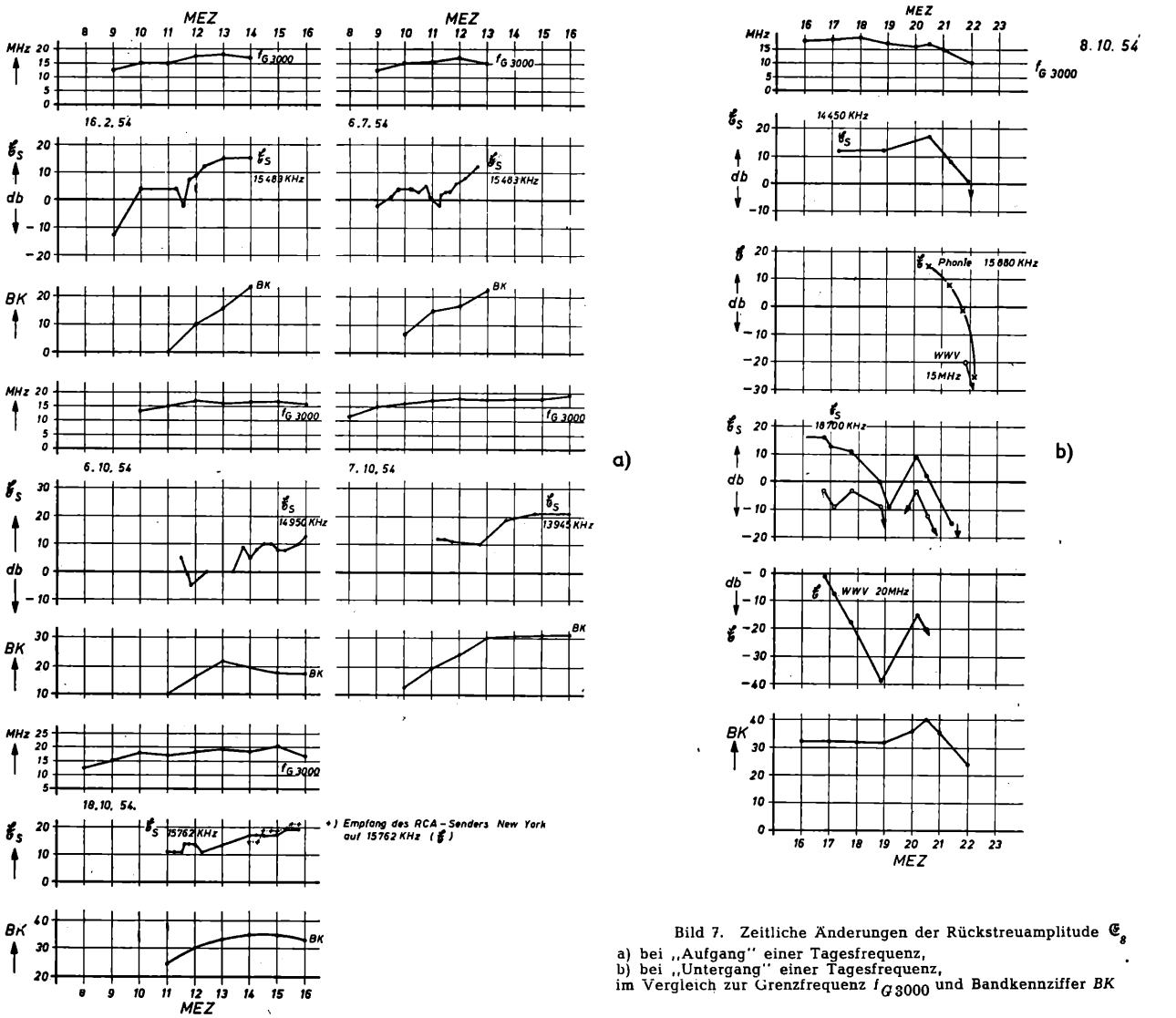


Bild 7. Zeitliche Änderungen der Rückstreuamplitude $\mathfrak{E}_s$
a) bei „Aufgang" einer Tagesfrequenz,
b) bei „Untergang" einer Tagesfrequenz,
im Vergleich zur Grenzfrequenz $f_{G\,3000}$ und Bandkennziffer *BK*

Reflexionspunkt. Die Rückstreuung setzt ein, wenn für den größtmöglichen Einfallswinkel in die Ionosphäre bzw. flachsten Erhebungswinkel des Strahles über dem Erdboden die Reflexionsbedingung der *F* 2-Schicht erfüllt ist. Ein infolge Bodenabsorption als Minimalwert für den Erhebungswinkel angenommener Winkel von 5° würde einer Entfernung von etwa 3000 km entsprechen. Für die *F* 2-Schicht der Ionosphäre, die hauptsächlich Träger der Überseeverbindung ist, ist für diesen Fall die Reflexionsbedingung bei einem Grenzfrequenzwert ($f_{G\,3000}$) erfüllt, der etwa dreimal so groß ist, wie der auf Ionosphärenbeobachtungsstationen für senkrechten Einfall gemessene Wert.

In Bild 7 a ist für fünf Tage die mit einer Richtantenne von 293° gemessene Rückstreufeldstärke $\mathfrak{E}_s$ für eine Tagesfrequenz von etwa 15 MHz zur Zeit ihres „Aufganges", also um die Mittagszeit, dargestellt und jeweils verglichen mit dem nach den Messungen der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau errechneten $f_{G\,3000}$-Verlauf für den ersten Reflexionspunkt in Richtung New York und dem Verlauf der Tages-Bandkennziffer *BK* $= [(\Delta f + 1) \cdot \overline{E}_l]$.

Darin bedeuten:

$\Delta f = f_G - f_D$, f_G Grenzfrequenz *MUF*,
f_D Dämpfungsfrequenz *LUF*,
$\overline{E}_l$ mittlere logarithmische Feldstärke gleich Lautstärke.

Die Bandkennziffer *BK* ist eine nach einem bestimmten Beobachtungsplan von nordamerikanischen Sendern ermittelte Kennziffer für die zeitlichen Änderungen der Verkehrsgüte [10]. Wir stellen zuerst fest, daß eine erhebliche Zunahme der Rückstreufeldstärke des ersten Sprunges eintritt, wenn $f_{G\,3000}$ die benutzte Betriebsfrequenz bei 15 MHz erreicht bzw. überschreitet. Außerdem sehen wir eine gewisse Parallelität des Anstiegs der Rückstreufeldstärke mit der Bandkennziffer, die die Verbreiterung des Tages-Übertragungsfrequenzbereiches Δf und die Zunahme der darin auftretenden Empfangsfeldstärken ausdrückt. Bei $f_{G\,3000}$ gleich 15 MHz liegen die Rückstreufeldstärken etwa bei 0 db. 2 bis 3 Stunden später haben sie Werte von 15 bis 20 db erreicht. An ungestörten Tagen wird $f_{G\,3000} = 15$ MHz um 10.00 Uhr MEZ erreicht, am 7. 10. 1954 bereits um 09.00 Uhr MEZ, an einem gestörten Tag wie am 6. 10. 1954 erst um 11.00 Uhr MEZ. An diesem Tag beginnt auch der Anstieg der Rückstreufeldstärke später und diese erreicht nur Werte von etwa 10 db. In Übereinstimmung damit liegen auch die Werte der Bandkennziffer an diesem Tage niedriger. Dieser gestörte Tag war durch eine erdmagnetische Unruhe mit der internationalen Charakterzahl $C = 1$ gekennzeichnet. Am 18. 10. 1954, einem besonders guten Tag, ist die Rückstreufeldstärke mit der Empfangsfeldstärke des RCA-Senders New York auf 15 762 kHz verglichen. Beide Werte sind annähernd

gleich. Der Parallelgang beider Werte ist in Übereinstimmung mit den theoretischen Überlegungen, nach denen eine erhebliche Zunahme der Rückstreufeldstärke mit kleiner werdender toter Zone zu erwarten ist, während andererseits auch die Empfangsfeldstärken mit wachsender Grenzfrequenz steigen.

Zum Absolutwert der Rückstreufeldstärke sei bemerkt, daß diese außer von der abgestrahlten Senderleistung und den ionosphärischen Bedingungen noch von der Zeichenlänge abhängt, die den Rückstreukoeffizienten beeinflußt. Mit der Zeichenlänge vergrößert sich nicht nur die Spitzenleistung, sondern es nimmt auch theoretisch die an der Rückstreuung beteiligte Fläche zu. Bei den hier benutzten Telegraphiesignalen von 20 msec Dauer liegt die Rückstreufeldstärke des ersten Sprunges für die Richtung Nordamerika etwa in der Größe der Empfangsfeldstärke der Gegenstation. Es ist also zu folgern, daß der Betrieb mit der Gegenstation aufgenommen werden kann, wenn die Rückstreufeldstärke bei 20 msec Zeichenlänge einen Wert erreicht hat, der etwa der für den Betrieb erforderlichen Mindestempfangsfeldstärke entspricht. Bei kürzeren Signalen liegt der kritische Rückstreuwert entsprechend niedriger und muß in jedem Fall durch Beobachtungen ermittelt werden.

Bild 7 b zeigt für den 8. 10. 1954 ein Beispiel für das Verhalten der Rückstreufeldstärke bei dem „Untergang" der Tagesfrequenzen in den Abendstunden. Von oben nach unten sind dargestellt:

1. Der Verlauf von $f_{G\,3000}$,
2. die Rückstreufeldstärke $\mathfrak{E}_s$ für 14 450 kHz,
3. die Empfangsfeldstärke eines *ATT*-Senders New York auf 15 880 kHz und die Feldstärke des *WWV*-Senders auf 15 MHz,
4. die Rückstreufeldstärke $\mathfrak{E}_s$ für 18 700 kHz,
5. die Feldstärke des *WWV*-Senders auf 20 MHz und
6. der Verlauf der Bandkennziffer *BK*.

Die $f_{G\,3000}$-Kurve ist hier mit ihren Werten nicht absolut zu nehmen, denn der benutzte Umrechnungsfaktor 3 ist zu klein, um auch die Hörbarkeit von *WWV* auf 20 MHz zu erklären. Ihr relativer Verlauf zeigt ab 18.00 Uhr MEZ ein Absinken der Grenzfrequenz bis 20.00 Uhr MEZ, bei 20.30 Uhr MEZ nochmals einen geringen Wiederanstieg, dem dann der endgültige Abfall folgt, der durch die nach Sonnenuntergang eintretende Ionisationsverminderung bewirkt ist. In der Bandkennziffer-Kurve kommt das erste Absinken der Grenzfrequenz nur schwach zum Ausdruck wegen der infolge abnehmender Dämpfung auftretenden Zunahme des mittleren Feldstärkewertes. Dagegen ist der Anstieg um 20.30 Uhr MEZ hier stärker ersichtlich als in der $f_{G\,3000}$-Kurve.

Nach dieser Überprüfung der Funkwetterlage betrachten wir nun den Verlauf der Rückstreufeldstärke $\mathfrak{E}_s$. Bei der Frequenz 14 450 kHz sieht man sehr deutlich den Anstieg der Rückstreufeldstärke um 20.30 Uhr MEZ in Übereinstimmung mit $f_{G\,3000}$ und der Bandkennziffer.

Mit dem darauffolgenden Abfall der Rückstreufeldstärke geht das Absinken der Empfangsfeldstärke bei 15 880 kHz und *WWV* 15 MHz parallel. Auch hier stimmen die Empfangsfeldstärken wieder annähernd mit den Rückstreufeldstärken überein. Gegen 22.00 Uhr MEZ wird etwa 0 db erreicht und kurz darauf ist die Rückstreufeldstärke nicht mehr meßbar (durch Pfeil angedeutet).

Die Rückstreufeldstärke auf 18 700 kHz zeigt in Übereinstimmung mit dem nach 18.00 Uhr MEZ sinkenden $f_{G\,3000}$-Wert ein ausgeprägtes Minimum mit einem darauffolgenden Wiederanstieg zwischen 20.00 und 20.30 Uhr MEZ. Diese höhere Frequenz folgt viel empfindlicher den Grenzfrequenzänderungen und hat einen entsprechend früheren „Untergang". Bei dem auf das Maximum folgenden Abfall war sie schon um 21.30 Uhr MEZ nicht mehr meßbar. Die Beobachtung der Rückstreuung bei 18 700 kHz zeigte deutlich zwei Rückstreuringe, deren Feldstärkeunterschiede im Durchschnitt 10 db betrug. Es wird angenommen, daß der kleinere Ring einer Rückstreuung aus etwa 6000 km Entfernung entspricht (zwei Sprünge zu 3000 km). Einen ganz ähnlichen Verlauf wie die Rückstreufeldstärke auf 18 700 kHz hat die *WWV*-Empfangsfeldstärke auf 20 MHz. Auch hier ist das Minimum gegen 19.00 Uhr MEZ und das Maximum gegen 20.00 Uhr MEZ ausgeprägt.

Ähnlich wie beim „Aufgang" zeigt die Rückstreufeldstärke auch beim „Untergang" einen angenähert parallelen Verlauf zur Empfangsfeldstärke. Man kann deshalb allgemein an der Rückstreufeldstärke ungefähr die Zeit erkennen, wann eine Umschaltung auf eine andere Betriebsfrequenz notwendig ist. Insofern kann das geschilderte Ringbeobachtungsverfahren der Rückstreuung eine nützliche Hilfe des Betriebes darstellen.

Bild 8 a bis d zeigt im Vergleich zu Bild 5 b die zeitlichen Unterschiede der Rückstreubilder eines *MUX*-Senders Richtung New York um 11.00 Uhr MEZ und zwischen 15.00 und 16.00 Uhr MEZ. Die Aufnahme um 11.00 Uhr MEZ (Bild 5 b) zeigt nur einen Rückstreuring kleiner Feldstärke entsprechend den zu dieser Zeit noch schlechten Nordamerika-Bedingungen für Tagesfrequenzen. Die in den Nachmittagsstunden auf 14 950 kHz aufgenommenen Bilder 8 a bis d haben nach den zu dieser Zeit optimalen Übertragungsbedingungen in Richtung New York für Tagesfrequenzen wesentlich größere Ringamplituden. Da infolge der Verkleinerung der toten Zone das Rückstreugebiet sich vergrößert und mehr Rückstreuwege beteiligt sind, sind die Amplituden flackernd, so daß eine Verbreiterung der Rückstreuringe auftritt. Teilweise erhöht sich auch die Ringzahl. Bild 8 a zeigt drei Ringe entsprechend zwei Wegen (Außenring ist Vorläufer). Bild 8 b hat den gleichen Übertragungszustand mit drei Ringen, wobei der Vorläufer innerhalb des Hauptringes liegt. Bild 8 c enthält zusätzlich im Innern einen vierten Ring, der einen zweiten Sprung darstellt. Bild 8 d zeigt durch die Ringverbreiterung ein verwaschenes Ringbild. Die Ringbilder 8 mit ihren „Saturnringen" sind typisch für sehr günstige Übertragungsbedingungen auf der benutzten Frequenz und Ausbreitungsrichtung.

In Bild 9 ist, zusammengefaßt für die Frequenzen zwischen 14 und 16 MHz, die Rückstreufeldstärke $\mathfrak{E}_s$ als Funktion der Bandkennziffer *BK* in einem Punktfeld dargestellt. Aus der langgestreckten Punktwolke darf man folgern, daß zwischen der Rückstreufeldstärke und den *BK*-Werten ein annähernd linearer Zusammenhang besteht. Die Rückstreufeldstärken stellen also ebenfalls wie die *BK*-Werte ein Maß für die Übertragungsgüte dar. In dieser Übertragungsgüte ist der Störpegel unberücksichtigt, d. h. es wird durch sie nur der ionosphärische Einfluß auf die Empfangsfeldstärke zum Ausdruck gebracht.

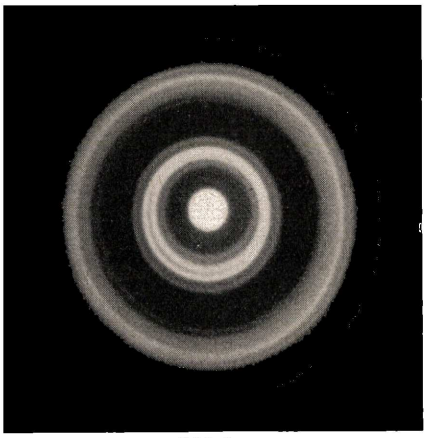


Bild 8a

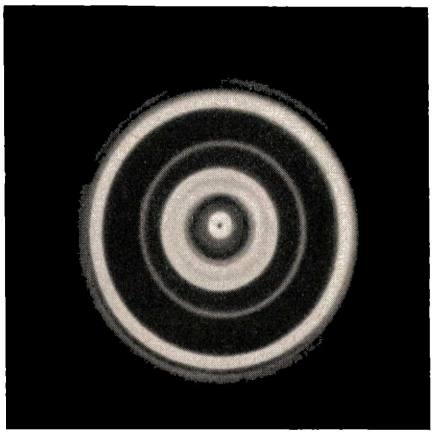


Bild 8b

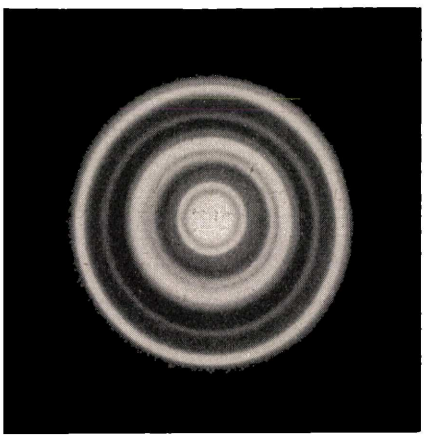


Bild 8c

Bild 8d

Bild 8. Rückstreuaufnahmen nach der Ringmethode bei *F* 1-Tastung (*MUX*), Frequenz 14 950 kHz, 6. 1. 1955, 15.00 bis 16.00 Uhr MEZ, zur Zeit optimaler Verkehrsbedingungen, Richtung New York, a—d: Verschiedene Bildphasen

c) Abhängigkeit der Rückstreufeldstärke von der Strahlungsleistung

In Bild 10 ist dargestellt, wie sich die Rückstreufeldstärke mit der Wurzel aus der Senderleistung linear ändert unter sonst gleichen Versuchsbedingungen. Die Gerade I gilt für den ersten Sprung, die Gerade II für den zweiten. Der Sendeantennengewinn ist etwa der Faktor 10, so daß die tatsächlich abgestrahlte Leistung dem zehnfachen Wert der Senderleistung entspricht. Nimmt man für die untere Beobachtungsgrenze den Wert von 0,1 μV/m an, so ist für den ersten Sprung eine Strahlungsleistung von 100 Watt und für den zweiten Sprung eine Strahlungsleistung von 40 kW erforderlich bei der verwendeten Frequenz von 10 920 kHz und der betreffenden Beobachtungszeit (23. 2. 1954, 14.00 Uhr MEZ).

Auf Grund der Leistungsabhängigkeit der Rückstreuamplitude ist es möglich,

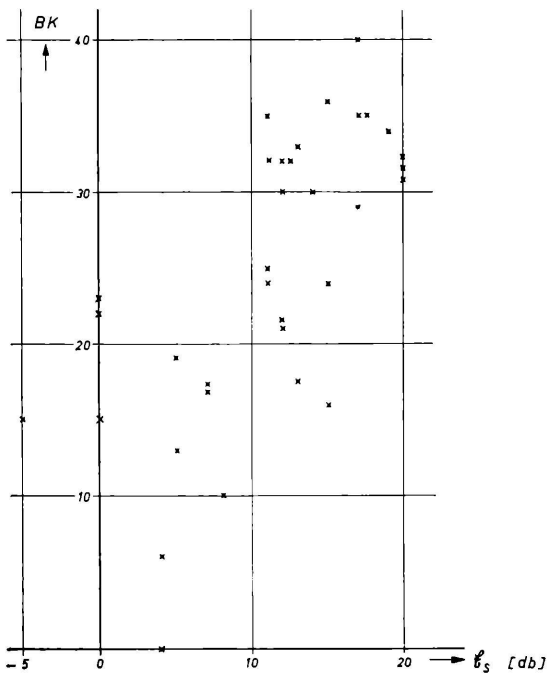


Bild 9. Zusammenhang zwischen der Rückstreufeldstärke $\mathfrak{E}_s$ und der Bandkennziffer *BK* für Frequenzen zwischen 14 und 16 MHz

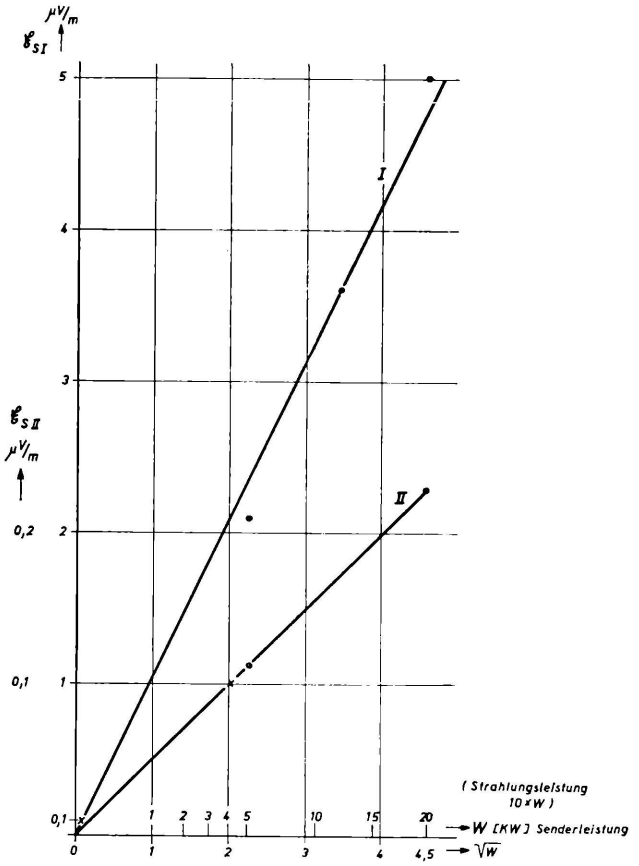


Bild 10. Leistungsabhängigkeit der Rückstreufeldstärke $\mathfrak{E}_s$
I: erster Sprung II: zweiter Sprung

durch die Messung der Rückstreuung die Strahlungsleistungen verschiedener Antennenanlagen für gegebene ionosphärische Bedingungen, d. h. für eine bestimmte Größe der toten Zone, zu vergleichen. Die Rückstreuung nimmt auf Grund theoretischer Überlegungen in Übereinstimmung mit dem Experiment vom Rande der toten Zone mit wachsender Entfernung ab. Das bedeutet, daß der Hauptbeitrag der Rückstreufeldstärke etwa aus der Entfernung der toten Zone kommt. Bei Vergleichen von Richtantennen muß dies immer berücksichtigt werden. An zwei Antennen mit den in der Tafel 1 angegebenen Dimensionen wurden bei gleicher Senderleistung von 20 kW in einer gegenüber den zeitlichen Änderungen der Ionosphäre kleinen Beobachtungszeit von 5 min diese Vergleichsmessungen durchgeführt.

Tafel 1.

Sendeantenne (Rhombus)	Antennenabmessungen l^m	H^m	Φ^0	Optimaler Strahlwinkel α 9455 kHz	15542 kHz
A	114	21,5	75	21	15
B	158	31,5	73	16	10

Es bedeuten:

l Seitenlänge der Rhombusantenne,
H Höhe über Erde,
Φ halber stumpfer Winkel.

Das Sende- und Empfangsazimut betrug 293°. Das Ergebnis der Rückstreumessungen ist in Tafel 2 eingetragen.

Tafel 2.

Meßfrequenz kHz	$\Delta \mathfrak{E}_s$ db	Beobachtungszeit (20. 5. 1954) MEZ
9455	+ 2,8	09.00–10.00
15542	+ 3,1	10.00–11.00

$\Delta \mathfrak{E}_s$ bedeutet den Unterschied der Rückstreufeldstärke der Antenne *B* gegenüber der Antenne *A*.

Die optimalen Strahlwinkel α_0 der Antennen zwischen 10° und 21° treffen den Erdboden in Entfernungen zwischen 2000 und 4000 km. Die tote Zone war zur Beobachtungszeit für die niedrige Frequenz etwa 800 km, für die hohe Frequenz etwa 1600 km. Damit liegt das Gebiet, in dem die Hauptenergie der Antennen den Erdboden trifft, weitab vom Rande der toten Zone, wo eine wesentliche Änderung der Rückstreuung mit der Entfernung nicht mehr ins Gewicht fällt. Aus der Tafel 2 ergibt sich für den flacheren Abstrahlwinkel eine größere Rückstreufeldstärke, so daß unter diesem Winkel die Antenne *B* mehr abstrahlt als die Antenne *A*.

IV. Laufzeitmessungen der Rückstreuung

Bei der benutzten Beobachtungsmethode gestatten die Helligkeitsunterschiede der Rückstreuringe eine Messung der Laufzeiten, jedoch ist hierfür eine besondere Meßanordnung mit einem getasteten Vergleichsring erforderlich. Über diese Meßanordnung und ihre Ergebnisse soll demnächst berichtet werden. Die im folgenden mitgeteilten Laufzeiten sind bei regelmäßiger Signalfolge, die eine Synchronisierung des Bildes gestattet, mittels eines Doppelstrahloszillographen in der üblichen Amplituden-Zeit-Darstellung durch Vergleich mit einer 1000-Hz-Frequenz gemessen worden. Tafel 3 enthält die in Richtung 293° bei verschiedenen Frequenzen gemessenen Laufzeiten. Das beobachtete Signal, das einen starken Schwund aufweist, ergibt sich als resultierende Summe einzelner Streuamplituden, die unregelmäßig aus dem gesamten vom Rande der toten Zone nach größeren Entfernungen sich erstreckenden Gebiet eintreffen. Dabei ist die gemessene Laufzeit durch die Gruppengeschwindigkeit bestimmt, die in der Nähe der toten Zone erheblich kleinere Werte als die Lichtgeschwindigkeit hat. Unter Berücksichtigung der Gruppengeschwindigkeit nimmt theoretisch die Laufzeit für Strahlen vom Rande der toten Zone, verglichen mit solchen aus größeren Entfernungen, zunächst ab und dann wieder zu. Die Größe der toten Zone kann daher, bei Zugrundelegung der Lichtgeschwindigkeit, nur angenähert aus der Flanke des Rückstreuzeichens bestimmt werden.

Tafel 3.

Frequenz kHz	Tageszeit MEZ 8. 10. 1954	Laufzeit msec	D_0 km
18700	15.00	16	2300
18700	19.00	19	2800
13945	11.30	11	1550
5195	21.45	7	920

D_0: mit Lichtgeschwindigkeit errechnete kleinste Entfernung der Rückstreuung, etwa der toten Zone entsprechend.

Man sieht aus der Tafel 3 die Abnahme von D_0 mit abnehmender Frequenz in Übereinstimmung mit den theoretischen Folgerungen. Ferner erkennt man für die Frequenz 18 700 kHz die zu erwartende Zunahme von D_0 in den Abendstunden bei Annäherung an die Grenzfrequenz.

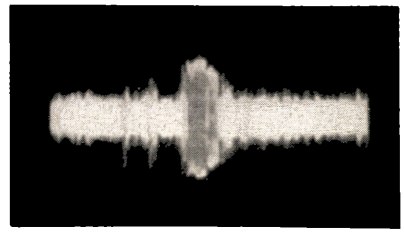


Bild 11a

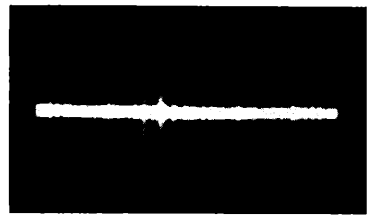


Bild 11b

Bild 11. Rückstreuaufnahmen nach der Impulsmethode, Impulsdauer 50 µs, Frequenz 10 MHz, 4. 12. 1954, Zeitachse von links nach rechts
Erster Impuls = Bodenwelle

a) mit Rückstreuung,
b) ohne Rückstreuung, 2. Impuls: Reflexion an Wolken der *E*-Schicht

Die Verfasser hatten Gelegenheit, obige Ergebnisse mit den Empfangsbeobachtungen an einem in der Nähe von Frankfurt am Main arbeitenden Impulssender des Instituts für Ionosphärenforschung Lindau zu vergleichen. Die Impulsdauer betrug etwa 50 µsec, die Spitzenleistung etwa 100 kW. In Bild 11 a und b sind zwei Oszillogramme wiedergegeben. Bild 11 a zeigt eine Beobachtung am 4. 12. 1954 um 16.20 Uhr MEZ auf einer Frequenz um 10 MHz. Die Zeitachse läuft von links nach rechts. Der erste Impuls ist die Bodenwelle. Der Hauptstreubereich erstreckt sich über ein Entfernungsinter-

vall von 1000 bis 1700 km. Man sieht von der vorderen Flanke eine Zunahme der Amplitude und nach Überschreiten des Maximums den schon mehrfach erwähnten Abfall mit wachsender Entfernung. Das Maximum dürfte vermutlich durch die Fokussierung der Strahlung am Rande der toten Zone gegeben sein. Die zwischen Bodenimpuls und Hauptstreubereich in unregelmäßigem Abstand auftretenden Echos dürften Reflexionen an E-Wolken darstellen. Bild 11 b zeigt eine Beobachtung in den Abendstunden nach Überschreiten der Grenzfrequenz. Die Rückstreuung ist nicht mehr vorhanden. Es treten nur noch sporadische Reflexionen an E-Wolken auf.

Die aus Bild 11 a sich ergebende Rückstreuentfernung D_0 von 1000 km für 10 MHz läßt sich in die in Tafel 3 wiedergegebene Frequenzabhängigkeit von D_0 recht gut einordnen, da hier für 13 945 kHz D_0 zu 1550 km gemessen wurde.

V. Der Einfluß der Rückstreuung auf die tote Zone

Es ist mit Sicherheit anzunehmen, daß die Rückstreuung für häufig beobachtete Empfangsmöglichkeiten innerhalb der toten Zone bzw. auf Frequenzen oberhalb der nach den üblichen Umrechnungsmethoden aus den Messungen der Ionosphärenbeobachtungsstationen ermittelten Grenzfrequenzen eine Erklärung bietet. Die Verfasser konnten diesen Einfluß der Rückstreuung mit folgender Versuchsanordnung bestätigen. Ein Telegraphiesender der Funksendestelle Elmshorn strahlte mit einer Senderleistung von 20 kW in Richtung Südamerika (Azimut 231°). Die Empfangsstelle Eschborn lag etwa 400 km südlich, für die benutzten Frequenzen somit innerhalb der toten Zone (Grenzfrequenz für diese Entfernung und Tageszeit etwa 8 MHz). Die Rückstreuung wurde mit Richtantennen mit 42° und 231° Azimut gemessen. Für diese Empfangsbeobachtungen ergaben sich die in Tafel 4 wiedergegebenen Rückstreuwerte (Ringmethode — 20. 5. 1954).

Tafel 4.

Tageszeit MEZ	Frequenz kHz	Empfangsrichtung rwN	$\mathfrak{E}_s$ db
11.30	19443	231	— 25
11.30	19443	42	— 40
12.00	19227	231	— 24
12.00	19227	42	— 39
12.30	13375	231	— 5
12.30	13375	42	— 20

Der gemessene Richtungsunterschied von 15 db entspricht möglicherweise der Rückstrahldämpfung der Empfangsantenne (s. weiter unten). Die größte Amplitude von $\mathfrak{E}_s$ ergab sich immer aus der Südrichtung. In Bild 12 ist dargestellt, wie die vom Sender Elmshorn in Richtung Südamerika abgestrahlte Energie in der Entfernung der toten Zone (2000 bis 3000 km) über den Reflexionspunkt I rückgestreut wird und damit einen Empfang innerhalb der toten Zone ermöglicht.

Neben den Amplituden wurden auch die Laufzeiten der Rückstreusignale des Senders Elmshorn beobachtet (Methode wie unter Abschnitt IV). Da der Sender von Eschborn aus getastet wurde, mußte die Kabellaufzeit von 15 msec bei der Auswertung berücksichtigt werden. Die am 10. 11. 1954 durchgeführten Messungen sind in Tafel 5 wiedergegeben (Sendeazimut 234°).

Die Laufzeiten nehmen nicht immer stetig mit der Frequenz zu, weil einerseits zeitliche Änderungen vorliegen, andererseits es sich um Gruppenlaufzeiten han-

Tafel 5.

Tageszeit MEZ	Frequenz kHz	Laufzeit in msec Richtung 231°	Richtung 51°
12.00	18452	19	54
10.00	14609	15	66
11.00	13408,5	10	47
13.00	10850	13	—

delt. In Richtung 231° nimmt die Laufzeit mit kleiner werdender Frequenz ab bis auf die Frequenz 10 850 kHz, bei der wiederum eine Zunahme eintritt, die wahrscheinlich durch eine Zunahme der Gruppenlaufzeit bei Annäherung an die Grenzfrequenz der E-Schicht entsteht. In der Richtung 51° sind allgemein die Laufzeiten größer. Die aus dem Süden über den Reflexionspunkt I (s. Bild 12) eintreffende Rückstreuung entspricht der

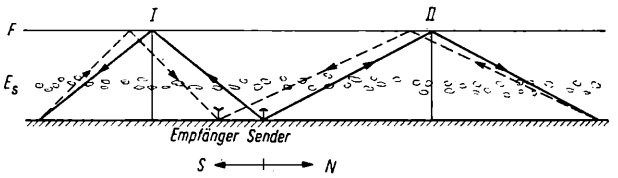


Bild 12. Zur Erläuterung der Rückstreubeobachtungen innerhalb der toten Zone
Sender Elmshorn, Empfänger Eschborn, Abstand 400 km

Hauptstrahlrichtung des Senders Elmshorn. In Erweiterung der früheren Überlegungen muß auf Grund der größeren Laufzeiten aus der Nordrichtung gefolgert werden, daß sich nördlich des Senders Elmshorn ein zweites Rückstreuzentrum befindet. Die in der Rückwärtsrichtung der Senderichtantenne abgestrahlte Energie gelangt durch dieses Rückstreuzentrum über den Reflexionspunkt II zum Empfangsort (s. Bild 12). Die Rückstreuenergie aus der Nordrichtung ist immer kleiner als die Rückstreuenergie aus der Südrichtung in Übereinstimmung mit den Messungen der Tafel 4. Die wesentlich größeren Laufzeiten aus der Nordrichtung im Vergleich zur Südrichtung sind durch die Grenzfrequenzunterschiede beider Richtungen zu erklären. Die Grenzfrequenzen für den Reflexionspunkt II liegen im Mittel für die Beobachtungszeit um etwa 25 % niedriger als für den Reflexionspunkt I, gemäß den Messungen in der Nähe gelegener Ionosphärenbeobachtungsstationen.

VI. Zusammenfassung

Mit der Ringmethode zur Messung der Rückstreuung an kommerziellen Telegraphiesendern wurden die folgenden Ergebnisse erzielt:

1. Die azimutale Verteilung der Rückstreuung ist durch die ionosphärischen Bedingungen und das Diagramm der Sendeantenne gegeben. Bei Verwendung einer Richtstrahlantenne kommt die Hauptenergie der Rückstreuung aus der Sollrichtung zurück. Die Rückstreuung nimmt im wesentlichen ihren Weg auf dem Großkreis.
2. Die zeitliche Änderung der Rückstreufeldstärke geht mit der die Übertragungsgüte kennzeichnenden Bandkennziffer parallel. Die Beobachtung der Rückstreufeldstärken am Sendeort ermöglicht die Steuerung des optimalen Frequenzeinsatzes durch rechtzeitige Erkennung der notwendigen Umschaltzeiten.
3. Für gegebene ionosphärische Bedingungen ist ein Vergleich der Strahlungsleistungen verschiedener

Senderichtantennen durch Rückstreumessung möglich.

4. Laufzeitmessungen der Rückstreuung in Abhängigkeit von der Frequenz ermöglichen die Bestimmung der toten Zone und damit des Versorgungsgebietes des Senders.
5. Die Rückstreuung ist die Ursache für den Empfang innerhalb der toten Zone. Damit können bei benachbarten Sende- und Empfangsorten mit Hilfe der Rückstreuung Übertragungsversuche durchgeführt werden, die bisher die Mitwirkung einer transatlantischen Gegenstation erforderten.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *W. Dieminger, G. Goubau* und *J. Zenneck,* Die Störungen der Ionosphäre. Hochfrequenztechn. u. Elektroak. 44 (1934), S. 2.

[2] *T. L. Eckersley,* Irregular ionic clouds in the E-layer of the ionosphere. Nature 140 (1937), S. 846—847.
T. L. Eckersley, Analysis of the effects of scattering in radio transmissions. J. Inst. Electr. Eng. 86 (1940), S. 548—567.
T. L. Eckersley, G. Millington und *J. W. Cox,* Ground and cloud scatter of electromagnetic radiation. Nature 153 (1944), S. 341.

[3] *B. Beckmann, W. Menzel* und *F. Vilbig,* Über streuende Reflexionen der Ionosphäre. Telegr.-, Fernspr.-, Funk- und Fernsehtechnik 28 (1939), S. 130.

[4] *B. Beckmann, W. Menzel* und *F. Vilbig,* Grenzwellen und Streustrahlung in der Funkausbreitung. Telegr.-, Fernspr.-, Funk- und Fernsehtechnik 30 (1941), S. 43—52.

[5] *W. Dieminger,* Streuerscheinungen bei Mehrfachreflexion zwischen Erde und Ionosphäre. Die Naturwissenschaften 34 (1947), S. 88.
W. Dieminger, The scattering of radio waves. Proc. Phys. Soc. 64 (1951), S. 142—158.

[6] *A. M. Peterson,* The mechanism of F-layer propagated backscatter echoes. Journ. Geophysical Research 56 (1951), S. 221—237.
O. G. Villard und *A. M. Peterson,* Instantaneous prediction of radio transmission paths. QST (März 1952), S. 11—20.

[7] *L. C. Edwards,* COZI — Communication zone indicator. Electronics 28 (1953), S. 152—155

[8] *B. Beckmann,* Ein einfaches Verfahren zur Beobachtung von mehrfachen Ausbreitungswegen an Telegraphiesignalen. Fernmeldepraxis 31 (1954), S. 25—32.

[9] *B. Beckmann* und *K. Vogt,* About the observation of backscattering on telegraphy signals by means of directional aerials. U. R. S. I. 1954, No 102, Comm. III.

[10] *B. Beckmann,* Betrachtungen zur Güte des Funkwetters. FTZ 7 (1954), S. 285—301.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 9, SEPTEMBER 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Die Leistung von Fernwahlleitungen

Von **A. Jordt**, Darmstadt

Mit 2 Bildern

DK 621.395.73

Um die Wirtschaftlichkeit von Fernwahlleitungen abschätzen zu können, muß ihre Tagesleistung in Gesprächen bekannt sein. Mit Hilfe einiger vereinfachender Annahmen wird die Tagesleistung einer Fernwahlleitung auf die Kenngrößen des Bündels zurückgeführt, zu dem die betrachtete Fernwahlleitung gehört. Die durch die Annahmen bedingten Ungenauigkeiten sind für die praktische Anwendung der gefundenen Beziehung bedeutungslos, da schon das täglich schwankende Bündelverkehrsangebot eine genauere Berechnung unmöglich macht.

The daily call capacity of automatic trunk lines must be known before an estimate of the economy can be made. The daily capacity of one automatic trunk line is based on the characteristics of a group of lines, of which the present automatic trunk line forms a part, by means of some simplifying assumptions. The uncertainties caused by these assumptions have no effect on the practical application of the deducted relations because the daily variations in the traffic offered to the group of lines makes an exact calculation impossible.

Afin de pouvoir évaluer la rentabilité des circuits pour sélection automatique, on doit connaître leur rendement de communications par jour. A l'aide de quelques hypothèses simplifiantes, le rendement par jour d'un circuit pour sélection automatique est réduit aux caractéristiques du faisceau à qui appartient le circuit pour sélection automatique en question. Les inexactitudes résultant des hypothèses n'ont aucune importance pour l'emploi pratique des relations trouvées, vu le fait que déjà la variation quotidienne de l'offre de trafic du faisceau ne permet pas un calcul exact.

1. Begriffsbestimmungen

In einem Teil der Fernämter reichen die Fernplätze nicht aus, um den Sofortdienst auch in der verkehrsreichen Zeit voll aufrechtzuerhalten. Die fehlenden Fernplätze heute noch aufzustellen, ist unwirtschaftlich. Durch den vordringenden Selbstwählferndienst werden schon in absehbarer Zeit die Fernämter soweit entlastet sein, daß für die zusätzlichen Fernplätze keine Verwendung mehr besteht.

Der Ferndienst wird heute noch überwiegend handvermittelt abgewickelt (66 v. H.). Die Betriebsweise in den Fernämtern bestimmt also noch auf Jahre hinaus die Wirtschaftlichkeit des Ferndienstes. Der erfolgversprechendste Weg, den Arbeitsaufwand in den Fernämtern herabzusetzen und den handbedienten Ferndienst zu rationalisieren, besteht im Einsatz möglichst vieler Fernwahlleitungen: die Vermittlungsarbeit verringert sich im Anmelde- und Durchgangsamt und fällt im Ankunftsamt ganz weg.

Aus den angeführten Gründen ist beabsichtigt, einen großen Anteil der Rufleitungen in Fernwahlleitungen umzuwandeln. Dies wirft die Frage auf: Wie kann der Einfluß zusätzlicher Fernwahlleitungen auf Fernplatzbedarf und Arbeitsangebot eines Fernamtes zahlenmäßig vorausbestimmt und wie kann überprüft werden, ob eingesetzte Fernwahlleitungen voll ausgenutzt sind? Eine Antwort auf diese Frage ist nur möglich, wenn bekannt ist, wie viele Gespräche im Laufe eines Tages unter verschiedenen Bedingungen über eine Fernwahlleitung abgewickelt werden können.

Die Anzahl der im Laufe eines Tages über eine Fernwahlleitung abgewickelten Gespräche — künftig mit „Tagesleistung einer Fernwahlleitung" bezeichnet — hängt von zahlreichen Größen ab, die das Bündel kennzeichnen, zu dem die Fernwahlleitung gehört. Die Tagesleistung steigt mit der Bündelstärke und dem fernwahlgeeigneten Anteil des Bündelverkehrsangebots, sie sinkt mit Steigen des Ausrüstungsstandes, der Fernwahlausstattung und der Überlastbarkeit des Bündels.

Folgende Begriffe sollen festgelegt werden:

(*L*) Die „Tagesleistung einer Fernwahlleitung" wird mit *L* bezeichnet und ist festgelegt durch

L = Anzahl der von 7 bis 21 Uhr unter normalen Betriebsbedingungen über eine voll ausgenutzte Fernwahlleitung abgewickelten Gespräche.

(*f*) Der „Ausrüstungsstand eines Bündels" *f* bezieht sich auf sämtliche Leitungen des betrachteten Bündels. Durch *f* wird ausgedrückt, wie groß der Anteil der geschalteten Leitungen bezogen auf die für den Sofortdienst in der HVSt erforderlichen Leitungen ist, also

$$f = \frac{\text{Anzahl der geschalteten Leitungen}}{\text{Anzahl der für den Sofortdienst erforderlichen Leitungen}}$$

f gilt bei betriebsgerechter Richtungsaufteilung des betrachteten Bündels auch für das Teilbündel für den abgehenden Verkehr, also auch

$$f = \frac{\text{Anzahl der für den abgehenden Verkehr geschalteten Leitungen}}{\text{Anzahl der für den Sofortdienst im abgehenden Verkehr erforderlichen Leitungen}}$$

(*w*) Die „Fernwahlausstattung eines Bündels" *w* kennzeichnet den Anteil der abgehend betriebenen Fernwahlleitungen an den insgesamt für den abgehenden Verkehr eingesetzten Leitungen, also

$$w = \frac{\text{Anzahl der abgehend betriebenen Fernwahlleitungen}}{\text{Anzahl der insgesamt für den abgehenden Verkehr geschalteten Leitungen}}$$

(*s*) Die Bündelstärke wirkt sich in der „stündlichen Sofortdienstleistung einer Leitung" *s* aus:

s = Anzahl der Gespräche, die im Sofortdienst in einer Stunde über eine voll ausgenutzte Leitung abgewickelt werden können.

(*p*) Die „Überlastbarkeit eines Bündels" *p* hängt von der Betriebsweise ab. Durch geschicktes Ausnutzen der Speichermöglichkeiten (5 Minuten Lagerzeit an A-Plätzen, D-Verkehr) kann die stündliche Leistung einer Leitung vor Übergang des Bündels in den C-Speicherdienst erheblich über den Wert *s* gesteigert werden. Zahlenmäßig ist *p* bestimmt durch

$$p = \frac{\text{stündliche Durchschnittsleistung einer Leitung bei Übergang in den C-Speicherdienst}}{s}$$

(*q*) Durch den „fernwahlgeeigneten Anteil des Bündelverkehrsangebots" *q* wird ausgedrückt, wie groß der Anteil des Bündelverkehrsangebots ist, der über

Fernwahlleitungen abgewickelt werden kann. q ist bestimmt durch

$$q = \frac{\text{fernwahlgeeignetes Bündelverkehrsangebot}}{\text{gesamtes Bündelverkehrsangebot}}$$

2. Ableitung des Verkehrswertes

Grundgedanke

Bild 1 zeigt, wie ein Bündelverkehrsangebot auf die einzelnen Tagesstunden verteilt sein kann. Die Indexe i für das stündliche Gesprächsangebot H_i sind so gewählt, daß H_1 das größte, H_2 das zweitgrößte, H_3 das drittgrößte usw. stündliche Gesprächsangebot ist. Für die späteren Überlegungen ist es zweckmäßig, das stündliche Gesprächsangebot auf das Angebot der Hauptverkehrsstunde (HVSt) zu beziehen: H_1 entspricht dann dem bezogenen stündlichen Gesprächsangebot $\eta_1 = H_1/H_1 = 1$, H_2 dem Wert $\eta_2 = H_2/H_1$, H_3 dem Wert $\eta_3 = H_3/H_1$ usw.

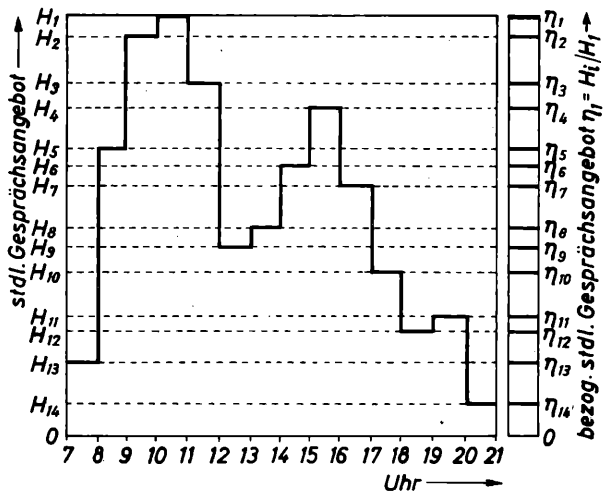


Bild 1. Beispiel für die zeitliche Verteilung eines Bündelverkehrsangebotes

Der Bereich I muß nach oben durch den Wert $\eta_{I_i} = f \cdot w/q$ begrenzt sein. Mit $q = 1$ wird $\eta_{I_i} = f \cdot w$. Der Wert $f \cdot w$ bedeutet nach den Begriffsbestimmungen

$$f \cdot w = \frac{\text{Anzahl der abgehend betriebenen Fernwahlleitungen}}{\text{Anzahl der für den Sofortdienst im abgehenden Verkehr erforderlichen Leitungen}}$$

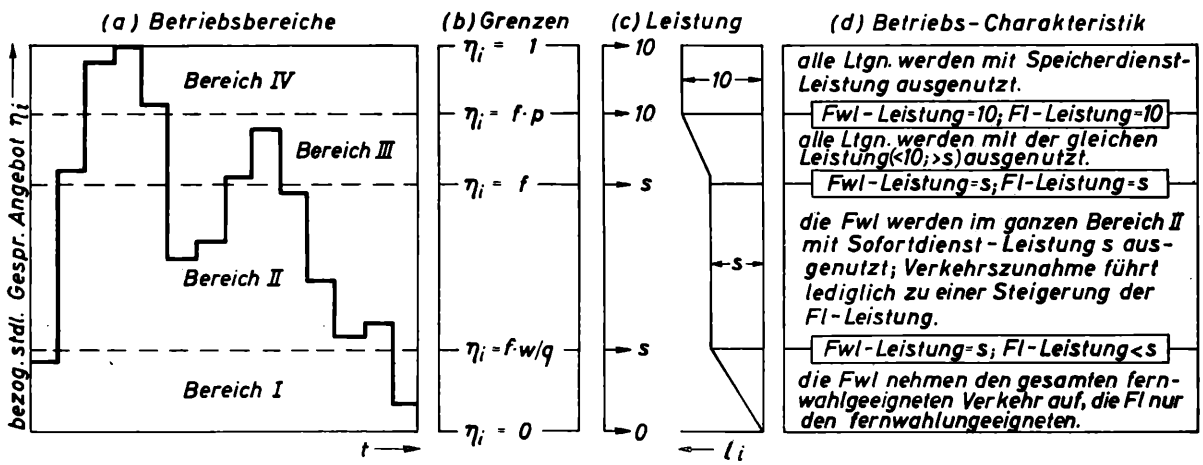


Bild 2. Die Betriebsbereiche der Fernwahlleitungen

Der Ausrüstungsstand $f = 1$ bedeutet: das höchste stündliche Gesprächsangebot H_1 ($\eta_1 = 1$) kann gerade noch im Sofortdienst abgewickelt werden. Dagegen gilt für $f = 0{,}8$: Sofortdienst ist nur bis zu einem stündlichen Gesprächsangebot von der Größe $0{,}8\,H_1$ ($\eta_i = 0{,}8$) möglich. Verallgemeinert man den Zusammenhang zwischen f- und η-Werten, so gilt: das höchste stündliche Gesprächsangebot, das gerade noch im Sofortdienst abgewickelt werden kann, ist gekennzeichnet durch $\eta_i = f$.

Bei der vorstehenden Überlegung ist die Bündelwirkung unberücksichtigt geblieben. Für ein Bündel mit kleinem f sinkt auch die Leistung s; es gilt daher eigentlich $\eta_i < f$. Der im Ansatz $\eta_i = f$ liegende Fehler ist aber für die in Frage kommenden Bündelstärken nur gering und im Rahmen der sonst möglichen Genauigkeiten bedeutungslos.

In Bild 2 unter (a) sind vier Bereiche für die stündliche Durchschnittsleistung einer Fernwahlleitung (= Anzahl der Gespräche, die im Mittel in einer Stunde über eine Fernwahlleitung abgewickelt werden können) angegeben. Die in den Bereich I fallenden η_i werden künftig mit η_{I_i}, die für die η_{I_i} erreichten stündlichen Durchschnittsleistungen mit l_{I_i} bezeichnet. Legt man Entsprechendes auch für die Bereiche II, III und IV fest, so gilt das Schema:

Zum Bereich I gehören η_{I_i} und l_{I_i},
zum Bereich II gehören η_{II_i} und l_{II_i},
zum Bereich III gehören η_{III_i} und l_{III_i},
zum Bereich IV gehören η_{IV_i} und l_{IV_i}.

Die Schrankkräfte sind allgemein angewiesen, bei geeignetem Verkehrsangebot freie Fernwahlleitungen vor Rufleitungen zu benutzen. Unter dieser Voraussetzung soll für Bereich I gelten: das gesamte fernwahlgeeignete Verkehrsangebot wird über Fernwahlleitungen und nur das fernwahlungeeignete über Rufleitungen abgewickelt.

Übersetzt man die Überlegungen aus dem zweiten Absatz auf den abgehenden Verkehr ($q = 1$!), der über die geschalteten Fernwahlleitungen abfließt, so tritt an Stelle der Grenze $\eta_i = f$ sinngemäß die Grenze $\eta_{I_i} = f \cdot w$. Für $q < 1$ ist nur der Anteil $q \cdot \eta_{I_i}$ des stündlichen Gesprächsangebots η_{I_i} fernwahlgeeignet. Die obere Grenze des Bereiches I ist daher für $q < 1$ bestimmt durch $\eta_{I_i} \cdot q = f \cdot w$ oder $\eta_{I_i} = f \cdot w/q$.

Der Bereich II ist dadurch gekennzeichnet, daß innerhalb dieses Bereiches ein Anstieg des stündlichen Gesprächsangebots keinen Anstieg der Leistung der Fernwahlleitungen zur Folge hat. Ein größeres η_{II_i} führt lediglich dazu, daß die Rufleitungen zusätzliche Gespräche aufnehmen (auch fernwahlgeeignete Gespräche, da die Fernwahlleitungen im Sinne des Sofortdienstes schon voll ausgenutzt sind).

Für die obere Grenze des Bereiches II gelten die Überlegungen aus dem zweiten Absatz sinngemäß, wenn man f nur auf die Leitungen für den abgehenden Verkehr bezieht. Die Leitungen für den abgehenden Verkehr — Fernwahl- und Rufleitungen — werden bei $\eta_{\mathrm{II}_i} = f$ mit voller Sofortdienstleistung ausgenutzt.

Im Bereich III wird das betrachtete Bündel zwar noch nicht im C-Speicherdienst betrieben, aber die Leistung der Ruf- und Fernwahlleitungen liegt über der Sofortdienstleistung s. Durch Ausnutzen der Speichermöglichkeiten an den A- und D-Plätzen können die Leitungen durchschnittlich mehr Gespräche aufnehmen, als durch die Bemessung vorgesehen ist.

Die obere Grenze des Bereiches III $\eta_{\mathrm{III}_i} = f \cdot p$ ergibt sich aus folgender Überlegung: die mit p überlasteten Leitungen (f) kann man sich ersetzt denken durch eine größere Anzahl normal belasteter Leitungen ($p \cdot f$); die Anzahl der abgewickelten Gespräche ist in beiden Fällen gleich.

Im Bereich IV wird das betrachtete Bündel im C-Speicherdienst betrieben. Die Ruf- und Fernwahlleitungen werden sofort nach Übergang in den Speicherdienst mit voller Speicherdienstleistung ($\approx$ 10 Gespräche je Leitung und Stunde) ausgenutzt.

Die obere Grenze des Bereiches IV ist durch das höchste stündliche Gesprächsangebot $\eta_{\mathrm{IV}_i} = 1$ gegeben. Die Leistung der Leitungen ändert sich im Bereich IV nicht. Mit ansteigendem η_{IV_i} werden lediglich die Wartezeiten größer.

Zusammengefaßt ergibt sich aus dem Vorstehenden für die Betriebsbereiche der Fernwahlleitungen folgendes Schema:

Bereich	Stündl. Gesprächsangebot	Leistung einer Fwl.
1	2	3
I	$0 < \eta_{\mathrm{I}_i} \leqq f \cdot w/q$	$0 < l_{\mathrm{I}_i} \leqq s$
II	$f \cdot w/q < \eta_{\mathrm{II}_i} \leqq f$	$l_{\mathrm{II}_i} = s$
III	$f < \eta_{\mathrm{III}_i} \leqq f \cdot p$	$s < l_{\mathrm{III}_i} \leqq 10$
IV	$f \cdot p < \eta_{\mathrm{IV}_i} \leqq 1$	$l_{\mathrm{IV}_i} = 10$

Voraussetzungen

Die für die bisherigen und künftigen Überlegungen gültigen Voraussetzungen sind:

1. Die Betriebsanweisung, daß ein fernwahlgeeignetes Gesprächsangebot erst dann über Rufleitungen abgewickelt werden darf, wenn keine Fernwahlleitungen mehr frei sind, wird streng eingehalten.
2. Mit ansteigendem η_{I_i} müßte die durchschnittliche Leistung der eingesetzten Fernwahlleitungen nach den Bündelgesetzen ansteigen. Für die geringen Bündelstärken im handbedienten Ferndienst wird jedoch angenommen, daß dieser Anstieg linear erfolgt [s. auch Bild 2 unter (c)].
3. Für $\eta_{\mathrm{I}_i} = f \cdot w/q$ müßte nach den Bündelgesetzen gelten $l_{\mathrm{I}_i} < s$, da s die Sofortdienstleistung für volle Ausnutzung des Bündels ist. Fernwahlleitungen können jedoch besser als Rufleitungen ausgenutzt werden (für $\eta_{\mathrm{II}_i} = f$ ist $l_{\mathrm{II}_i} > s$). Da in beiden Fällen die Abweichung von s nur gering sein kann, wird in erster Annäherung unabhängig von η_{II_i} für den ganzen Bereich II gesetzt: $l_{\mathrm{II}_i} = s$ [s. a. Bild 2 unter (c)].
4. Die Verteilung des bezogenen stündlichen Gesprächsangebots η_i (s. Bild 1) wird gleichmäßig angenommen. Die Abstände zwischen den einzelnen η_i sind dann entgegen Bild 1 gleich groß, und η_i genügt der Gleichung $\eta_i = \frac{15 - i}{14}$ ($i = 1 \ldots 14$).

Ableitung

Für die Tagesleistung gilt

$$L = \sum l_{\mathrm{I}_i} + \sum l_{\mathrm{II}_i} + \sum l_{\mathrm{III}_i} + \sum l_{\mathrm{IV}_i};$$

sie ist bestimmt, wenn es gelingt, $\sum l_{\mathrm{I}_i} \cdots \sum l_{\mathrm{IV}_i}$ auf bekannte Größen zurückzuführen. Dies wird durch folgende Überlegung erreicht: Für $\sum l_i$ kann man allgemein $\sum l_i = z \cdot \bar{l}_i$ schreiben, wenn

z = Anzahl der jeweils in einen Bereich fallenden η_i oder l_i,

$\bar{l}_i$ = die jeweils für einen Bereich *durchschnittlich* zu erwartende stündliche Leistung einer Fernwahlleitung

ist. Da nach Voraussetzung die η_i gleichmäßig verteilt sind, ist die Anzahl der auf die Längeneinheit entfallenden η_i konstant. z kann daher jeweils durch eine Konstante k, multipliziert mit der Bereichsbreite [siehe Bild 2 unter (b)], ausgedrückt werden. Die Werte für $\bar{l}_i$ können aus Bild 2 unter (c) entnommen werden. Es gilt demnach

$$\sum l_{\mathrm{I}_i} = \frac{k \cdot f \cdot w}{q} \cdot \frac{s}{2}; \qquad \sum l_{\mathrm{II}_i} = k \left(f - \frac{f \cdot w}{q} \right) \cdot s;$$

$$\sum l_{\mathrm{III}_i} = k\,(p \cdot f - f) \cdot \frac{10 + s}{2}; \qquad \sum l_{\mathrm{IV}_i} = k\,(1 - p \cdot f) \cdot 10$$

oder

$$L = 10\,k \cdot \left\{ 1 - f/2\,[1 + p - s/10\,(1 + p - w/q)] \right\} = k_1 \cdot \varphi,$$

wenn $10\,k = k_1$ und der Klammerausdruck gleich φ gesetzt wird.

Wenn der Ausrüstungsstand eines Bündels $f \ll 1$ ist, verdrängt der Bereich IV die anderen Bereiche [s. Bild 2 unter (a)]: die Leitungen des Bündels werden unabhängig von η_i immer mit der Speicherdienstleistung 10 Gespräche/Stunde ausgenutzt. Die Tagesleistung L beträgt in diesem Fall $L = k_1 \cdot \varphi = 140$ Gespräche/Tag, und da φ für $f \ll 1$ sich 1 nähert, muß die Konstante k_1 den Wert 140 Gespräche/Tag haben. Damit läßt sich für die Tagesleistung einer Fernwahlleitung endgültig schreiben

$$L = 140 \left\{ 1 - f/2\,[1 + p - s/10\,(1 + p - w/q)] \right\}. \quad (1)$$

3. Anwendungsbeispiel

Es soll ermittelt werden, wie viele Rufleitungen eines bestimmten Bündels in Fernwahlleitungen umgewan-

delt werden müssen, um einen Fernplatz und eine Vermittlungskraft einsparen zu können. Das betrachtete Bündel sei gekennzeichnet durch: Ausrüstungsstand $f = 0{,}8$; Fernwahlausstattung $w = 0{,}14$; Sofortdienstleistung einer Leitung $s = 4$ Gespräche/Stunde; Überlastbarkeit $p = 1{,}2$; fernwahlgeeigneter Verkehrsanteil $q = 0{,}7$.

Die Tagesleistung, die für eine der neu zu schaltenden Fernwahlleitungen etwa erwartet werden kann, ist nach Gl. (1)

$$L = 140\left\{1 - 0{,}4\,[1 + 1{,}2 - 0{,}4\,(1 + 1{,}2 - 0{,}2)]\right\} = 62 \text{ Gespräche.}$$

Da $f \cdot p = 0{,}8 \cdot 1{,}2 < 1$ ist, wird jede Fernwahlleitung in der Hauptverkehrsstunde mit der Speicherdienstleistung 10 Gespräche/Stunde ausgenutzt.

Im Anmeldeamt verringert sich die Vermittlungsarbeit durch Benutzen von Fernwahlleitungen um 0,2, im Ankunftsamt zwischen 0,3 und 0,6 Fernverkehrseinheiten (FVE). Die Stundenleistung einer Vermittlungskraft oder die stündliche Arbeitskapazität eines Fernplatzes beträgt unter normalen Bedingungen 20 FVE. Um einen Fernplatz einzusparen, muß also das Arbeitsangebot in der Hauptverkehrsstunde um 20 FVE verringert werden.

n_1 sei die Anzahl der abgehend betriebenen Fernwahlleitungen, durch die im Anmeldeamt ein Fernplatz eingespart wird, n_2 sei die Anzahl der ankommend betriebenen Fernwahlleitungen, durch die im Ankunftsamt ein Fernplatz eingespart wird. Es gilt dann:

$$n_1 \cdot 10 \cdot 0{,}2 = 20,$$

$$n_1 = 10,$$

$$n_2 \geqq \frac{20}{10 \cdot 0{,}6},$$

$$n_2 \leqq \frac{20}{10 \cdot 0{,}3},$$

$$3 < n_2 < 7.$$

Für die Arbeit A, die an einem Tag durch eine der zu schaltenden Fernwahlleitungen eingespart werden kann, gilt

$$31 \text{ FVE/Tag} = 62\,(0{,}2 + 0{,}3) \leqq A \leqq 62\,(0{,}2 + 0{,}6) = 50 \text{ FVE/Tag.}$$

Da im Durchschnitt für 100 FVE/Tag eine Ferndienstkraft erforderlich ist, genügt also der zusätzliche Einsatz von etwa 3 Fernwahlleitungen, um eine Kraft freistellen zu können.

Der Fernmelde-Ingenieur

ZEITSCHRIFT FÜR AUSBILDUNG UND FORTBILDUNG

Herausgegeben von Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Karl Herz

Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost

VERLAG FÜR WISSENSCHAFT UND LEBEN GEORG HEIDECKER

WINDSHEIM (MFR.)

9. JAHRGANG / HEFT 10 — 15. OKTOBER 1955

Personalbemessung für den Vermittlungsdienst in Fernämtern

Abt. IV Gr. E — Von A. Jordt — DK 654.153.3.008

I. Überblick
- A. Einordnung und Aufgabe
- B. Wirkungsbereich
- C. Wirtschaftliche Bedeutung
- D. Geschichtliche Entwicklung

II. Ablauf der Personalbemessung

III. Leistungszählung
- A. Gesprächs- und Tätigkeitsarten
- B. Bemessungswerte
  1. Grundsätzliches
  2. Untersuchung des Arbeitsablaufs
  3. Normalleistung, Leistungsgrad, Normalzeit
  4. Zeitbedarf
  5. Kritik der Meßergebnisse
  6. Aufbau und Maßeinheit
  7. Zusammenstellung
- C. Verkehrsfaktor
- D. Regel- und Höchstleistung
- E. Tagesverkehrsübersicht

IV. Dienstplangestaltung
- A. Wochenleistungsmaß
- B. Pausenstunden
- C. Dienstbesprechungsstunden
- D. Ausgleichsstunden
- E. Aufrundungsstunden
- F. Rechenbogen
- G. Bedingungsplan
- H. Übersichtsdienstplan
- I. Besetzungsgrundplan
- K. Besetzungsplan
- L. Personaldienstplan
- M. Leistungsnachweis 19

V. Fragen des Personaleinsatzes
- A. Tagesübersicht
- B. Vorausschauende Planung

VI. Anwendungsgebiete der Bemessungswerte
- A. Fernamts-Betriebsdiagramm
- B. Entwicklungsübersichten
- C. Netzgestaltung

VII. Zusammenfassung, Summary, Résumé

VIII. Schrifttum

I. Überblick

A. Einordnung und Aufgabe

1) Die Personalbemessung ist ein Teilgebiet des Arbeitsstudiums. Inhalt des Arbeitsstudiums ist die „Arbeit an der Arbeit"; sie hat als Ziel: Bestgestaltung von Arbeitsabläufen, Arbeitsverfahren und Arbeitsbedingungen; gerechte Bemessung der für eine Arbeit eingesetzten Kräfte; gerechte Bewertung des Schwierigkeitsgrades einer Arbeit. Man unterscheidet daher die drei Aufgabenbereiche:

Betriebsregelung (Arbeitsgestaltung)
Personalbemessung (Vorgabezeitermittlung)
Tätigkeitsbewertung (Arbeitsbewertung).

Die in Klammern gesetzten Ausdrücke sind in der Industrie üblich; sie stimmen — wenn man die Unterschiede zwischen Fernmeldebetriebsdienst und industrieller Fertigung berücksichtigt – in ihrem Begriffsinhalt etwa mit den bei der Deutschen Bundespost gebräuchlichen Ausdrücken überein.

2) Betriebsregelung, Personalbemessung und Tätigkeitsbewertung sind unlösbar miteinander verknüpft. Durch die Personalbemessung wird ermittelt, wie viele Kräfte für eine bestimmte Arbeit einzusetzen sind, wenn die Arbeit ordnungsmäßig und mit Normalleistung erledigt werden soll. Was unter „ordnungsmäßig" und was unter „Normalleistung" zu verstehen ist, läßt sich jedoch nur angeben, wenn alle Einzelheiten des Betriebsablaufs und der Vermittlungsarbeit eindeutig festliegen. Für die Tätigkeitsbewertung gilt ähnliches: der Schwierigkeitsgrad hängt von der Art der Arbeit und von der in der Zeiteinheit zu erledigenden Arbeitsmenge ab.

3) Durch die Personalbemessung soll erreicht werden, daß trotz unterschiedlicher Voraussetzungen die Schrankkräfte in allen Fernämtern gleich stark beansprucht werden. Diese Aufgabe ist durch ein einfaches, auf den ersten Blick zu übersehendes Bemessungsverfahren nicht zu lösen. Ursache hierfür sind die Besonderheiten des Vermittlungsdienstes:

a) die Größe, Zuammensetzung und zeitliche Verteilung des jeweils sofort zu erledigenden Arbeitsangebotes ist unmittelbar von den Sprechwünschen der Teilnehmer, von der Verkehrsstruktur und von den bereitgestellten technischen Betriebsmitteln abhängig;
b) das Arbeitsangebot wird nicht auf bestimmte Kräfte aufgeteilt, sondern von größeren Kräftegruppen gemeinsam erledigt.

Um die immer wieder anders liegenden Voraussetzungen rechnerisch erfassen zu können, sind zahlreiche Bemessungswerte und Regelgrößen erforderlich.

B. Wirkungsbereich

Der Einfluß der Bemessungswerte reicht weit über die Personalbemessung hinaus und in das Gebiet des Betriebes und der Technik hinein (s. Bild 1):

1) Die immer stärker werdende Automatisierung des Ferndienstes verringert den Kräftebedarf der Fernämter. In dieser Situation lassen sich Härten für das betroffene Personal nur durch eine übergeordnete und weit vorausschauende Personalpolitik vermeiden. Zu den wichtigsten Unterlagen für eine solche Personalpolitik gehören die Entwicklungsübersichten für den handbedienten Ferndienst; aus ihnen kann mit Hilfe der Bemessungswerte der Kräftebedarf der Fernämter langfristig vorausberechnet werden.

2) Durch die Personalbemessung wird die Soll-Leistung der Schrankkräfte festgelegt. Zu geringe Bemessungswerte überfordern das Personal, zu hohe Bemessungswerte gefährden die Wirtschaftlichkeit. Die richtigen Bemessungswerte und der optimale Leistungsgrad lassen sich nicht mit mathematischer Exaktheit festlegen. Die jeweils gültige Art der Personalbemessung kann daher nur als Ausgangspunkt betrachtet werden, von dem aus immer wieder neu und mit verbesserten Methoden Lösungen gesucht werden, die sowohl dem arbeitenden Menschen als auch der Forderung nach Wirtschaftlichkeit gerecht werden.

3) Die Verkehrsgüte im Ferndienst ist u. a. durch die mittlere Anmeldewartezeit und die Sorgfalt bei der Verbindungsherstellung gekennzeichnet. Hierdurch wird die Verkehrsgüte von der Personalbemessung abhängig: mit den Bemessungswerten steigt die Sorgfalt bei der Verbindungsherstellung und sinkt die mittlere Anmeldewartezeit. Dieser Zusammenhang verliert jedoch seine Gültigkeit, wenn der Arbeitsrhythmus dadurch gestört wird, daß die von den Schrankkräften geforderte Leistung weit unter der Normalleistung liegt.

4) Die Wirtschaftlichkeit des handbedienten Ferndienstes wird entscheidend davon beeinflußt, wie viele Ferngespräche eine Schrankkraft im

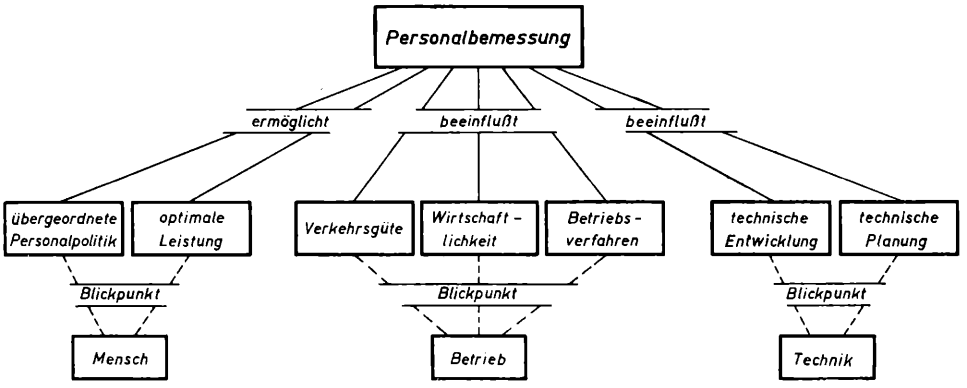


Bild 1. Der Wirkungsbereich der Personalbemessung

Durchschnitt in der Zeiteinheit herstellt. Gerade diese Frage wird aber unmittelbar durch die Bemessungswerte beantwortet.

5) Der Betrieb ist laufend bestrebt, die Betriebsverfahren und damit die Wirtschaftlichkeit des handbedienten Ferndienstes zu verbessern. Aus den Bemessungswerten ergeben sich Hinweise, wo die erfolgversprechendsten Ansatzpunkte für eine Weiterentwicklung liegen.

6) Die Entwicklung neuer Fernschranktypen — z. B. für die künftigen Wählerfernämter — verfolgt unter anderem das Ziel, durch vereinfachte Arbeitstechnik den durchschnittlichen Arbeitsaufwand für die Herstellung eines Gesprächs herabzusetzen. Aus den Bemessungswerten kann berechnet werden, ob für eine vorgesehene Lösung der erforderliche technische Aufwand in einem wirtschaftlich sinnvollen Verhältnis zur eingesparten Arbeit steht.

7) Bei der Planung von Fernämtern wird der Fernplatzbedarf und die Gruppeneinteilung für das künftige Amt aus dem zu erwartenden Arbeitsangebot berechnet: die Anzahl der bereitzustellenden Fernplätze muß mit der Anzahl der in der Hauptverkehrsstunde einzusetzenden Kräfte übereinstimmen. Arbeitsangebot und einzusetzende Kräfte können nur mit Hilfe der Bemessungswerte berechnet werden.

C. Wirtschaftliche Bedeutung

1) In den Fernämtern des Bundesgebietes arbeiten etwa 17 000 Kräfte an rund 7000 Fernplätzen. Wenn man z. B. aus irgendwelchen Gründen die heute gültigen Bemessungswerte um 10 v. H. erhöht, so bedeutet dies einen zusätzlichen Bedarf von rund 1700 Kräften und 700 Fernplätzen. Die damit verbundenen Mehrausgaben würden allein für die zusätzlichen Kräfte jährlich rund 12 Millionen DM betragen.

2) Der handbediente Ferndienst wird in steigendem Umfang vom Selbstwählferndienst abgelöst. Trotzdem beträgt der Anteil des handbedienten noch rund 66 v. H. des gesamten Ferndienstes (jährlich rund 330 Millionen handvermittelte Gespräche). Wegen der laufenden Zunahme des Fernverkehrs ist nicht zu erwarten, daß während der nächsten fünf Jahre monatlich weniger als 15 bis 20 Millionen handvermittelte Gespräche abgewickelt werden. Mit diesem Gesprächsanteil behält der handbediente Ferndienst noch auf lange Sicht entscheidenden Einfluß auf die Wirtschaftlichkeit des gesamten Ferndienstes.

3) Nur durch die wirtschaftlichen Auswirkungen und durch den großen Wirkungsbereich ist der im ersten Augenblick übertrieben erscheinende Auf-

wand für die Personalbemessung gerechtfertigt. Eine zu summarische und großzügige Behandlung der Personalbemessung kann zu erheblichen wirtschaftlichen Schäden sowie betrieblich-technischen Fehlplanungen und Fehlentwicklungen führen.

D. Geschichtliche Entwicklung

1) Die ersten Arbeitszeitstudien für den Ferndienst wurden in den Jahren nach Ende des ersten Weltkrieges durchgeführt. Die aus den Ergebnissen abgeleiteten Bemessungswerte wurden in den „grauen Heften" veröffentlicht (1924) und später in die Allgemeine Dienstanweisung übernommen.

2) Die ursprüngliche Unterteilung der Vermittlungsarbeit in elf Tätigkeitsgruppen mit zugehörigen Bemessungswerten war verhältnismäßig grob und in dieser Art nur für das übersichtliche und einfache Speicherdienst-Betriebsverfahren brauchbar. Mit Hilfe dieser Bemessungswerte gelang es, die Durchschnittsleistung der Schrankkräfte in allen Fernämtern ungefähr in gleicher Höhe zu halten. Dies änderte sich Ende der Dreißigerjahre mit der Einführung des beschleunigten Ferndienstes. Aber statt neue Bemessungswerte zu ermitteln, die den veränderten Bedingungen entsprachen, setzte man kurz vor Kriegsausbruch die „rechnerische Personalbemessung" zugunsten einer „Personalbemessung nach Beobachtung" außer Kraft.

3) Nach Kriegsende stellten die Oberpostdirektionen eigene Untersuchungen an oder behalfen sich mit den alten Bemessungswerten. Erst 1948/49 wurden wieder Arbeitszeitstudien durchgeführt. Sie fanden ihren Niederschlag in einer „Vorschrift für Leistungszählungen im Ferndienst" mit 58 neuen Bemessungswerten für die Vermittlungsarbeit. Die gegenüber früher sehr viel größere Zahl an Bemessungswerten wurde durch die Einführung des Sofortdienstes notwendig. Der Übergang vom Speicher- in den Sofortdienst und vom handbedienten in den Selbstwählferndienst beeinflußt sehr stark die Struktur des Arbeitsangebotes. Unter diesen Umständen läßt sich die jeweilige Größe des Arbeitsangebotes nur ermitteln, wenn die Vermittlungsarbeit weitgehend unterteilt und für jede Tätigkeitsgruppe ein besonderer Bemessungswert festgelegt ist.

4) Der Sofortdienst verlangt — anders als der Speicherdienst —, daß die Fernplatzbesetzung jederzeit dem Arbeitsangebot genau angepaßt ist. Die Schwierigkeiten, die sich daraus ergeben, müssen bei der Personalbemessung berücksichtigt werden. Dies ist in den 1952 herausgegebenen „Vorschriften für die Dienst- und Besetzungsplangestaltung" geschehen.

II. Ablauf der Personalbemessung

Bild 2 vermittelt einen ersten Überblick über den Ablauf der Personalbemessung. Einzelheiten sind in den Abschnitten III und IV zusammengestellt. Für die Arbeitsfolgen (1) ... (16) und die Einflußlinien (a) ... (k) in Bild 2 gilt:

(1) Die an den A-, D- und C-Plätzen[1]) erledigten Gesprächsblätter durchlaufen den Gebührenberechnungsplatz und lagern anschließend vor Weitergabe an die Auswertestelle 45 Minuten beim Gesprächsblattsammelplatz, um Nachforschungen und nachträgliche Gebührenansagen zu ermöglichen.

(2) Die an den C- und D-Plätzen erledigten Durchgangsblätter werden dem Gesprächsblattsammelplatz zugeführt und lagern dort, bis sämtliche

1) Im Sofortdienst werden abgehende Gespräche an A-Plätzen (Meldefernplätzen), ankommende Gespräche an B-Plätzen (Ankunfts- und Durchgangsplätzen) abgewickelt; kann der A-Platz ein Gespräch nicht sofort im Anschluß an die Anmeldung herstellen, so werden die Gesprächsblätter besonderen Speicherfernplätzen (C- und D-Plätzen) zugeleitet.

Gesprächsblätter ausgewertet sind oder bis Kräfte für die Auswertung von Durchgangsblättern eingesetzt werden können, ohne die Gesprächsblattauswertung zu verzögern.

(3) Die von den Schrankkräften oder Betriebsaufsichten erledigten Auskunftsblätter werden der Gesprächsblattsammelstelle zugeführt und lagern dort unter den gleichen Bedingungen wie die Durchgangsblätter (s. unter (2)).

(4) Die von den B- und C-Plätzen ausgefüllten „Zählbogen für ankommenden Verkehr und Sofortdurchgang" durchlaufen die Betriebsbeobachtung, werden dort stichprobenweise auf ihre Richtigkeit geprüft und anschließend dem Gesprächsblattsammelplatz zugeführt; dort lagern sie unter den gleichen Bedingungen wie die Durchgangsblätter (s. unter (2)).

(5) In der Auswertestelle wird aus den Eintragungen in den Gesprächs-, Durchgangs- und Auskunftsblättern sowie Zählbogen für jede Stunde getrennt ermittelt, wie groß das Vorkommen der verschiedenen Gesprächs- und Tätigkeitsarten gewesen ist.

(6) Die Tagesvorkommen (von 07 bis 21 Uhr gerechnet) der Gesprächs-
(a) und Tätigkeitsarten werden in das Verkehrsfaktor-Formblatt übertragen. Aus dem Tagesvorkommen — multipliziert mit dem zugehörigen Bemessungswert — ergibt sich die Tagesarbeit für die jeweilige Tätigkeitsart. Die Summe der Tagesarbeiten für alle Tätigkeitsarten ist der „Tageswert des Arbeitsangebots". Die Summe aus den in der Zeit von 07 bis 21 Uhr aufgekommenen Gesprächsanmeldungen sowie ankommenden und durchgehenden Gesprächen wird „Tageswert des Gesprächsangebots" genannt. Der Quotient aus „Tageswert des Arbeitsangebots" und „Tageswert des Gesprächsangebots" heißt Verkehrsfaktor. Er ist ein betrieblicher Kennwert, der für das Zählamt festlegt, welche Arbeitsmenge im Tagesdurchschnitt für die Herstellung eines Gespräches beliebiger Art aufgewendet werden muß.

(7) Die stündlich aufgekommenen Gesprächsanmeldungen sowie die ankommenden und durchgehenden Gespräche werden von den Auswertebogen in die Tagesverkehrsübersicht übertragen. Durch Addieren der drei Werte wird für jede Stunde das „stündliche Gesprächsangebot" ermittelt.

(8) Durch Multiplikation eines stündlichen Gesprächsangebots mit dem Verkehrsfaktor erhält man das zugehörige „stündliche Arbeitsangebot". Die so gefundenen Werte werden in Tabellenform und außerdem graphisch als „zeitabhängige Treppenkurve des stündlichen Arbeitsangebots" aufgetragen.

(b) Die stündlichen Arbeitsangebote werden durch die Regelleistung oder
(c) — für die zwei oder drei verkehrsreichsten Stunden — durch die zulässige Höchstleistung dividiert. Die Regelleistung legt fest, welche Arbeitsmenge unter normalen Bedingungen von einer Kraft in einer Stunde erledigt werden muß. Die Höchstleistung darf nur überschritten werden, wenn die Anzahl der im Fernamt eingesetzten Fernplätze zu gering ist. Der Quotient aus stündlichem Arbeitsangebot und Regel- oder Höchstleistung ist gleich der Anzahl der Fernplätze, die während einer Stunde besetzt werden müssen (= Platzstunden). Der Maßstab für die zu zeichnende „zeitabhängige Treppenkurve der stündlich erforderlichen Platzstunden" wird so gewählt, daß diese sich der „zeitabhängigen Treppenkurve des stündlichen Arbeitsangebots" weitgehend überlagert.

(9) Der Tageswert der erforderlichen Platzstunden wird aus der Tagesverkehrsübersicht in einen „Rechenbogen für die Dienstplangestaltung" übertragen.

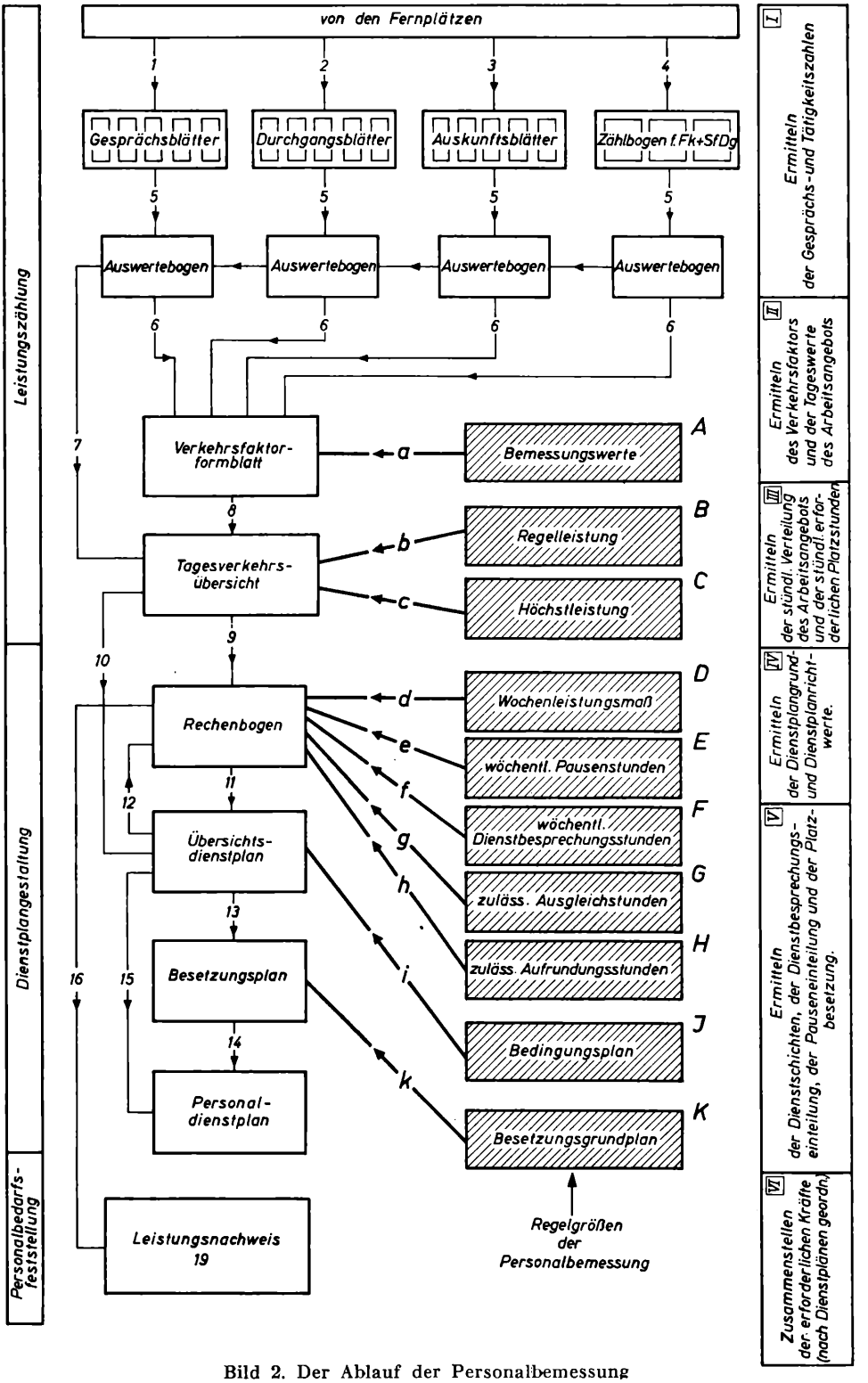


Bild 2. Der Ablauf der Personalbemessung

(d) Aus den Platzstunden-Tageswerten für Werktag, Samstag und Sonntag
(e) — für die beiden letzten Tage werden vereinfachte Tagesverkehrsüber-
(f) sichten aufgestellt — werden mit Hilfe des vorgeschriebenen Wochen-
(g) leistungsmaßes, der zulässigen wöchentlichen Pausenstunden, der zuläs-
(h) sigen wöchentlichen Dienstbesprechungsstunden sowie der zulässigen Ausgleichs- und Aufrundungsstunden die „Dienstplan-Richtwerte" errechnet. Die Richtwerte sind Ausgangs- und Kontrollwerte für die Dienstplangestaltung; durch sie wird u. a. festgelegt, wie viele Pausen- oder Dienstbesprechungsstunden in die Werktags-, Samstags- und Sonntagsdienstpläne einzuarbeiten sind.

(10) Grundlage der Dienstplangestaltung ist die „zeitabhängige Treppenkurve der stündlich erforderlichen Platzstunden". Sie wird aus der Tagesverkehrsübersicht auf ein „Formblatt für Übersichtsdienstpläne" übertragen.

(11) Die von der Treppenkurve umfaßte Fläche heißt „Besetzungsfläche".
(i) Sie wird unter Einhaltung der Dienstplan-Richtwerte und besonderer Auflagen, die im Bedingungsplan niedergelegt sind, in Dienstschichten aufgelöst. Der Bedingungsplan enthält alle Forderungen, die sich daraus ergeben, daß ein Teil der für den Dienstplan vorgesehenen Kräfte unter das Mutter- oder Jugendschutzgesetz fällt oder auswärtig ist.

(12) Die Kennwerte des fertigen Übersichtsdienstplanes, z. B. die vorgesehenen Pausen- und Dienstbesprechungsstunden, werden in den Rechenbogen übertragen und mit den Dienstplan-Richtwerten verglichen, um festzustellen, ob die zulässigen Abweichungen nicht überschritten worden sind.

(13) Der Übersichtsdienstplan bestimmt, wieviele Fernplätze in jeder Stunde
(k) zu besetzen sind. Im Besetzungsgrundplan ist für jede Besetzungsstärke festgelegt, welche Fernplätze aus betrieblichen und technischen Gründen besetzt werden müssen. Aus beiden entsteht der Besetzungsplan, der für jede Stunde angibt, wie viele und welche Fernplätze zu besetzen sind.

(14) Ausgehend von der Dienstschichteneinteilung des Übersichtsdienst-
(15) planes und der Besetzungseinteilungen im Besetzungsplan wird ein Personaldienstplan aufgestellt; hierin ist festgelegt, in welcher zeitlichen Folge die einzelnen Dienstschichten von den vorgesehenen Kräften zu durchlaufen sind und welche Fernplätze sie jeweils zu besetzen haben.

(16) Für jeden Dienstplan werden die wichtigsten Werte zur Ermittlung des Kräftebedarfs aus dem Rechenbogen in den Leistungsnachweis 19 übertragen. Im Leistungsnachweis 19 wird der gesamte Kräftebedarf für den handbedienten Ferndienst nach Dienstplänen geordnet übersichtlich zusammengestellt.

III. Leistungszählung

A. Gesprächs- und Tätigkeitsarten

1) Für die Personalbemessung und für betriebswirtschaftliche und statistische Ermittlungen werden die in einem Fernamt vorkommenden Gespräche und Tätigkeiten weitgehend aufgegliedert. Man unterscheidet zwei Hauptgruppen, die „Grundtätigkeiten" und die „zusätzlichen Tätigkeiten". Die Herstellung eines Gespräches ist unerläßlich an eine Grundtätigkeit gebunden. Die Grundtätigkeiten sind daher so gegliedert, daß jede Tätgkeitsart mit einer Gesprächsart zusammenfällt und für beide das gleiche Kurzzeichen benutzt werden kann. Falls eine Unterscheidung notwendig sein sollte, ergibt sich diese meist aus dem Zusammenhang oder aus der Maßeinheit (Gespräch oder Fernverkehrseinheit). Unter „zusätzliche Tätigkeiten" sind die

Der für ein Fernamt aufgestellte Besetzungsgrundplan behält so lange seine Gültigkeit, wie die technische Ausrüstung unverändert bleibt. Lediglich wenn sich die Zusammensetzung des Arbeitsangebots ändert, muß er geringfügig umgestellt werden.

3) In einigen wenigen Ämtern mit veralteter Schaltweise muß unabhängig von der Höhe des Arbeitsangebots immer eine Mindestzahl an Fernplätzen besetzt sein. Dies zwingt dazu, mehr Kräfte einzusetzen, als nach den Bemessungswerten gerechtfertigt wäre. In diesem Sinne kann der Bemessungsgrundplan auch unmittelbaren Einfluß auf die Personalbemessung haben.

K. Besetzungsplan

1) Der Besetzungsplan regelt, in welchen Zeiten die Fernplätze durch die im Übersichtsdienstplan festgelegten Dienstschichten zu besetzen sind. Für den Entwurf wird aus dem Übersichtsdienstplan entnommen, wie viele Plätze in jeder Stunde zu besetzen sind, aus dem Besetzungsgrundplan, welche Plätze es jeweils sein müssen. Hierbei ist lediglich darauf zu achten, daß die Dienstschichten so angesetzt werden, daß ein unnötiger Platzwechsel vermieden wird.

2) Bild 18 zeigt als Beispiel einen Werktags-Besetzungsplan. Für jeden Fernplatz ist die Besetzungszeit und für A-Plätze außerdem der wahrscheinliche Einsatz in der D-Gruppe (Rechtsschraffur) angegeben. Der Fernplatz lfd. Nr. 16 ist z. B. ein A-Platz, der in der ersten Wiederholungsgruppe (Gruppennummer 1) liegt. Von 0000 bis 0730 ist er unbesetzt, von 0730 bis 1200 ist er durch die Dienstschicht 9, von 1200 bis 1430 durch Dienstschicht 2 und von 1400 bis 2100 Uhr durch Dienstschicht 7 besetzt.

L. Personaldienstplan

1) Aus einem Personaldienstplan können entnommen werden: die Kräfte, welche die im Personaldienstplan zusammengestellten Dienstschichten turnusmäßig durchlaufen sollen; die Dienstschichten, die von den einzelnen Kräften innerhalb der nächsten drei Wochen an den einzelnen Tagen geleistet werden müssen; die von den Kräften jeweils zu besetzenden Plätze. Personaldienstpläne werden am Eingang zum Fernamt aufgehängt, damit die Schrankkräfte sich über ihren Dienst im voraus informieren können. Außerdem dienen sie der Personaleinsatzstelle als Arbeitsunterlage für den täglichen Personalausgleich (Einfügen der Zu- und Abgänge).

2) Die Dienstschichten eines Übersichtsdienstplanes werden meistens auf mehrere Personaldienstpläne aufgeteilt. Dies hat zwei Gründe: a) ein Personaldienstplan soll nicht mehr als 60 Dienstschichten umfassen; er wird sonst unübersichtlich und erschwert die Arbeit des täglichen Personalausgleichs in der Personaleinsatzstelle; b) Kräftegruppen, die in bezug auf Länge und zeitliche Lage der Dienstschichten Vorrechte genießen, erhalten besondere Personaldienstpläne; für diese Pläne — z. B. Mutterschutz- und Jugendschutzplan — werden die geeigneten Dienstschichten aus dem Übersichtsdienstplan herausgesucht, bevor die anderen Personaldienstpläne aufgestellt werden.

M. Leistungsnachweis 19

1) Im Leistungsnachweis 19 (LN 19) werden die in den Haupt-, Aufsichts-, Neben- und Hilfsdiensten des handbedienten Ferndienstes benötigten Kräfte zusammengestellt. Der LN 19 dient dazu, Anträge auf Änderung des Personalbestandes zu begründen. Das durch ihn festgelegte Verhältnis zwischen Verkehrsumfang und Personalbedarf behält — soweit sich der Umfang oder die Struktur des Arbeitsangebots nicht grundlegend ändert — jeweils

ein halbes Jahr Gültigkeit. Mit Hilfe dieses Verhältnisses kann bei Verkehrsanstieg oder -abfall ohne Schwierigkeiten ausgerechnet werden, wie viele zusätzliche Kräfte erforderlich sind oder wie viele Kräfte abgegeben werden können.

2) Die erforderlichen Kräfte werden im LN 19 getrennt nach Übersichtsdienstplänen eingetragen. Dies gestattet zu prüfen, ob die Kräfte nicht auf zu viele Einzelpläne zersplittert sind. Außerdem kann man sich ein Urteil darüber bilden, wie weit es für die Neben- und Hilfsdienste gelungen ist,

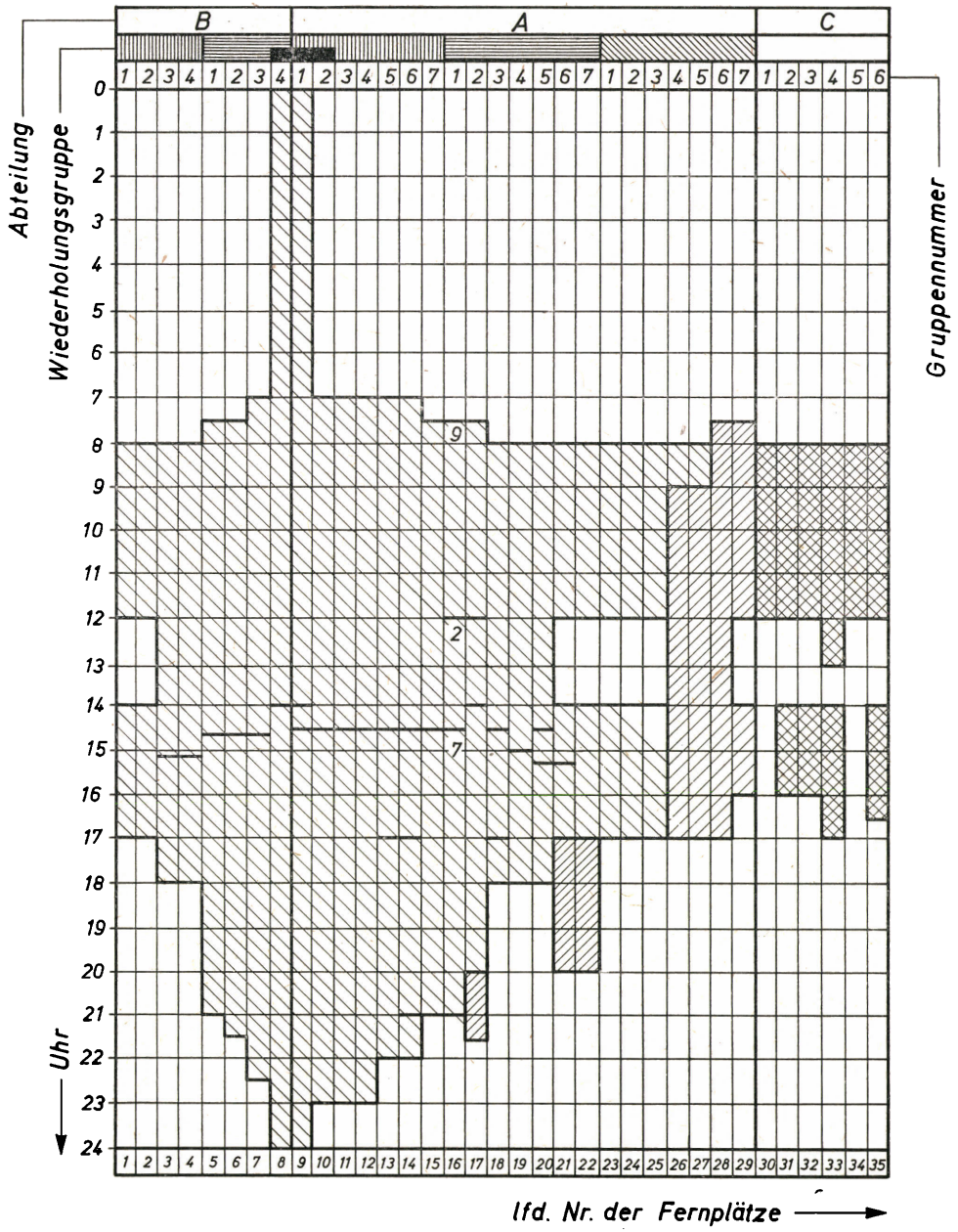


Bild 18. Beispiel eines Besetzungsplanes für ein Amt mit 35 Fernplätzen (Werktagsteil)

beitsmenge) mit der Ausführung der verschiedenen Tätigkeiten im Vermittlungsdienst verbunden ist. Bemessungswerte können durch Zeitstudien, durch Berechnen oder durch Schätzen ermittelt werden. Die Frage, welches Verfahren gewählt wird, ist eine Wirtschaftlichkeitsfrage: der Aufwand für die Ermittlung muß in einem vernünftigen Verhältnis zur erreichten Genauigkeit und zur Bedeutung des Bemessungswertes stehen. Zeitstudien verursachen erhebliche Mühe und sind daher nur für häufig vorkommende Tätigkeiten angebracht; sie werden möglichst so durchgeführt, daß die ermittelten Teilzeiten für das Berechnen von Bemessungswerten für weniger häufig vorkommende Tätigkeiten mitbenutzt werden können. Auf das Schätzen von Bemessungswerten wird nur in Ausnahmefällen, in denen Messen und Rechnen schwierig oder zu aufwendig ist, zurückgegriffen.

b) Einwandfreie Bemessungswerte lassen sich nur für solche Tätigkeiten ermitteln, für die der Arbeitsablauf und die Arbeitsweise eindeutig festliegen. Für die Ermittlung des Zeitbedarfs wird der Arbeitsablauf soweit in Teilvorgänge unterteilt, daß es möglich ist, die gemessenen zugehörigen Teilzeiten kritisch zu beurteilen. Die einzelnen Teilzeiten

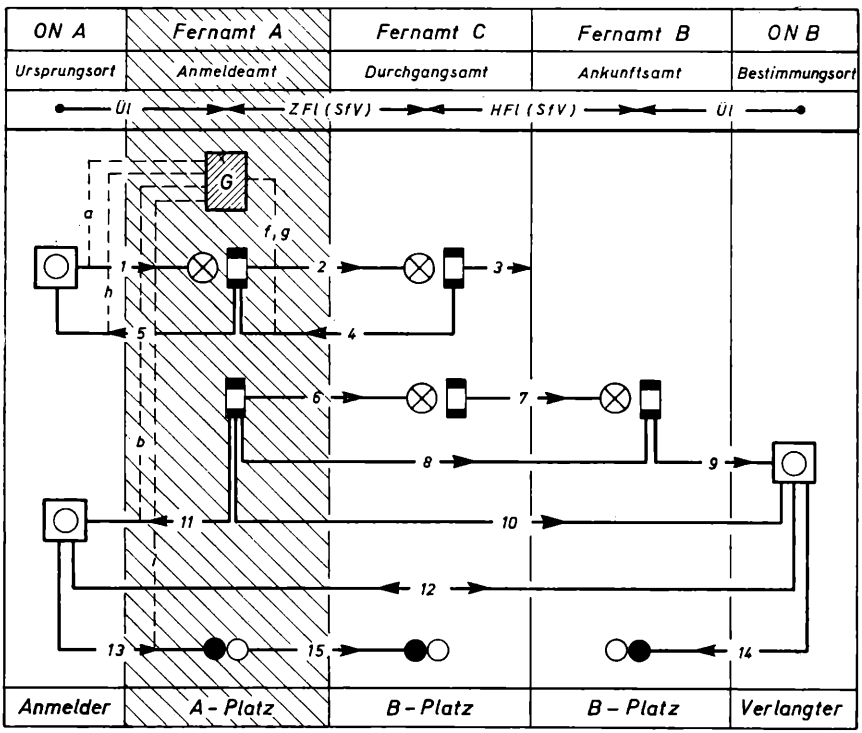


Bild 5. Der Arbeitsablauf für die Herstellung eines Fgdrh-Gespräches (Arbeitsfolgebild)

sollen möglichst oft und unter allen vorkommenden Bedingungen gemessen werden. Nach Abschluß werden die ermittelten Zeiten geordnet, graphisch dargestellt und daraufhin untersucht, ob sie zur weiteren Auswertung geeignet sind. Wenn dies zutrifft, wird aus der Gesamtheit der Meßergebnisse der normale Zeitbedarf bestimmt.

2. Untersuchung des Arbeitsablaufs

a) Die Vermittlungsarbeit in den Fernämtern ist sehr vielgestaltig. Wie in Abschnitt III A beschrieben, unterscheidet man allein bei den abgehen-

den Gesprächen 24 verschiedene Arten. Aber hierdurch ist die Vielfalt der möglichen Arbeitsabläufe durchaus noch nicht ausreichend charakterisiert: der Zeitbedarf hängt von den Teilnehmern und außerdem oft von einer oder von mehreren Schrankkräften im Ankunfts- und Durchgangsamt ab; der Arbeitsablauf wird davon beeinflußt, ob eine Verbindung über eine wechselseitig oder gerichtet betriebene Fernleitung hergestellt wird; im Durchgangsverkehr ist es für den Arbeitsablauf entscheidend, ob und welche Bündel im Speicherdienst betrieben werden. Schon diese wenigen Angaben lassen erkennen, wie stark die Bedingungen streuen, unter denen die Schrankkräfte Gesprächsverbindungen herstellen müssen. Um Klarheit über die Vielgestaltigkeit des Arbeitsablaufs und über das Zusammenspiel der beteiligten Kräfte zu erhalten, hat man für alle Gesprächsarten Arbeitsfolgebilder entworfen.

b) In Bild 5 ist ein Arbeitsfolgebild für ein Fgdrh-Gespräch (s. Abschnitt III A und Bild 4) dargestellt. Im oberen Teil des Arbeitsfolgebildes sind die beteiligten Ämter, Ortsnetze und Leitungen eingetragen, im unteren Teil die an der Verbindungsherstellung beteiligten Teilnehmer und Fernplätze. In der Mittelfläche ist der Arbeitsablauf durch Arbeitsfolgen dargestellt. Unter einer „Arbeitsfolge" versteht man eine Summe von Arbeiten, die sich aus dem Zusammenwirken von zwei bestimmten Personen ergibt. Sobald eine der beiden Personen durch eine dritte ersetzt wird, entsteht eine neue Arbeitsfolge.

In Bild 5 wird die Arbeitsfolge 1 vom Anmelder im Ursprungsort ausgelöst (Richtungspfeil) und spielt zwischen dem Anmelder und der Schrankkraft am A-Platz des Anmeldeamtes. Die Arbeitsfolge 1 ist noch zusätzlich dadurch gekennzeichnet, daß sie auf der Seite des Anmelders mit einem Fernsprechapparat (Symbol ⊡) und auf der Fernamtsseite mit dem Anruffeld des A-Platzes (Symbol ⊗) abgeschlossen ist. Weitere Abschlußsymbole sind: ▯ = Verbindungsfeld eines Fernplatzes; ●● = Schlußlampen im Bedienungsfeld eines Fernplatzes. [G] kennzeichnet ein Gesprächsblatt und die von ihm ausgehenden gestrichelten Linien sind Hinweise auf Gesprächsblatteintragungen.

c) Von der Schrankkraft des A-Platzes im Anmeldeamt sind zur Herstellung des Fgdrh-Gespräches die Arbeiten zu leisten, die mit den Arbeitsfolgen 1, 2, 4, 5, 6, 8, 10, 11, 12, 13 und 15 verbunden sind. Die Arbeiten entfallen auf drei zeitlich nicht zusammenhängende Zeitabschnitte: die Arbeitsfolgen 1, 2, 4 und 5 umfassen die Anmeldung und den vergeblichen Herstellungsversuch im Sofortdienst-Vorwärtsaufbau; die Arbeitsfolgen 6, 8, 10, 11 und 12 gehören zu dem erfolgreichen Herstellungsversuch im Sofortdienst-Rückwärtsaufbau; die Arbeitsfolgen 13 und 15 kennzeichnen das Trennen der Verbindung und die Weitergabe des Schlußrufes. In der Zeit, die zwischen diesen drei Abschnitten liegt, stellt die Schrankkraft des A-Platzes andere Verbindungen her oder erledigt sonstige Arbeiten.

d) Wenn man die zu der Tätigkeitsart Fgdrh gehörigen Arbeitsfolgen in Teilarbeiten auflöst, erhält man die in Bild 6 dargestellte Arbeitsgliederung. Die Darstellungsweise soll am Beispiel der Teilarbeiten für die Arbeitsfolge 1 erläutert werden: Teilarbeit 1 a = die Schrankkraft beobachtet das Anruffeld und stellt das Aufleuchten des Meldeanrufzeichens (MAZ +) und der Anrufkontrollampe (AKL +) fest; Teilarbeit 1 b = die Schrankkraft legt den Abfrageschalter für ein freies Schnurpaar in Arbeitsstellung (AS +); Teilarbeit 1 c = die Schrankkraft steckt den Abfragestöpsel in die Klinke des Meldeanrufzeichens

(Ast +), das MAZ und die AKL erlöschen (MAZ —, AKL —); Teilarbeit 1 d = die Schrankkraft benutzt den Fernhörer (F) und das Mikrophon (Mi), nimmt die Anmeldung des Teilnehmers entgegen und füllt ein Gesprächsblatt aus (G); Teilarbeit 1 e = die Schrankkraft legt den Trennschalter für die Abfrageseite in Arbeitsstellung (Ta +). Die Arbeitsgliederung dient als Ausgangspunkt für die Ermittlung des Zeitbedarfs. Bei der Zeitnahme wird für jede Teilarbeit die zugehörige Teilzeit ermittelt.

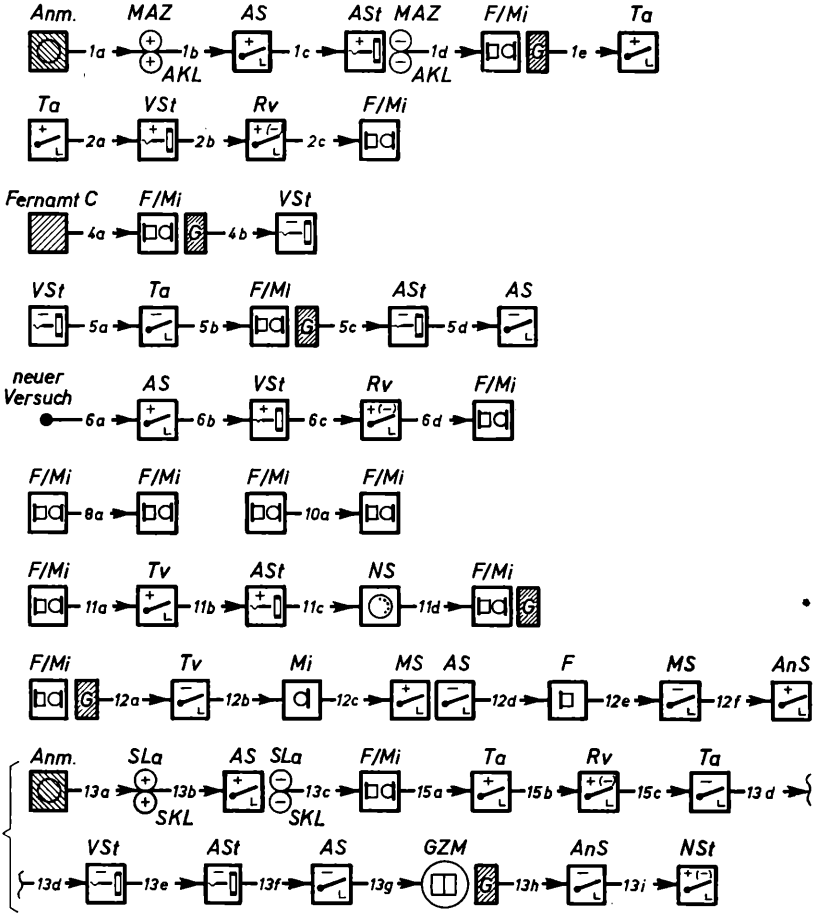


Bild 6. Die Arbeitsgliederung für ein Fgdrh-Gespräch

3. Normalleistung, Leistungsgrad und Normalzeit

Wenn man die Zeiten, die zwei Kräfte zur ordnungsmäßigen Ausführung einer gleichartigen Arbeit benötigen, miteinander vergleicht, stellt man oft erhebliche Abweichungen fest: so verschieden wie die Menschen, sind ihre Leistungen. Die sich unmittelbar aufdrängende Frage, welche der gemessenen Zeiten als Grundlage für einen Bemessungswert geeignet ist, zwingt dazu, sich mit den Begriffen Normalleistung, Leistungsgrad und Normalzeit auseinanderzusetzen:

a) Die Leistung einer Kraft hängt nach Bild 7 davon ab, mit welcher Intensität (Wollen) und mit welcher Wirksamkeit (Können) sie arbeitet. Normalleistung liegt dann vor, wenn mit normaler Intensität und nor-

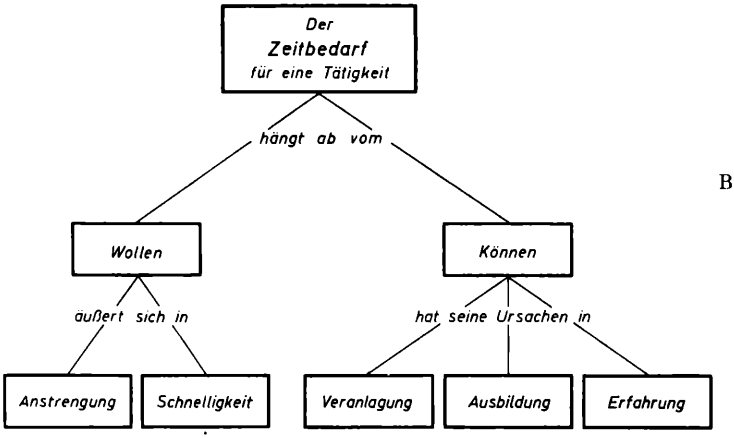


Bild 7. Schema zur Erläuterung des Leistungsgrades

maler Wirksamkeit gearbeitet wird. In Anlehnung an die Begriffsbestimmungen des REFA[2]) gilt für

die normale Intensität:

„Normal ist diejenige Intensität (= Einsatzgröße), mit der eine Kraft auf die Dauer und im Mittel der täglichen Schichtzeit ohne Gesundheitsschädigung arbeiten kann, wenn sie die bei der Personalbemessung berücksichtigten Zeiten für persönliche Bedürfnisse und gegebenenfalls auch für Erholung einhält."

die normale Wirksamkeit:

„Normal ist diejenige Wirksamkeit (= Gütegrad) des Arbeitsverlaufes, die erfahrungsgemäß von einer Kraft erwartet werden kann, die ausreichend geeignet, eingeübt und eingearbeitet ist und frei von solchen inneren Hemmungen oder äußeren Einflüssen arbeitet, die ihre Wirksamkeit beeinträchtigen könnten."

b) Der Zeitnehmer muß beim Messen des Zeitbedarfs gleichzeitig die Intensität und Wirksamkeit der Arbeit beobachten. Meistens ist es jedoch schwierig, den Grad der Intensität (bezogen auf die normale Intensität) und den Grad der Wirksamkeit (bezogen auf die normale Wirksamkeit) getrennt anzugeben. Man beschränkt sich daher darauf, das Beobachtungsergebnis durch einen Leistungsgrad auszudrücken, der Intensität und Wirksamkeit zusammenfaßt. Unter Leistungsgrad versteht man den v. H.-Satz der beobachteten Leistung bezogen auf die Normalleistung. Die Leistungsgradbestimmung stellt hohe Anforderungen an die Erfahrung und das Können des Zeitnehmers. Bild 8 zeigt als Beispiel, mit welchem Leistungsgrad die Schrankkräfte eines großen Fernamtes arbeiten.

c) Der Zeitbedarf für eine Arbeit, die mit Normalleistung ausgeführt wird, heißt Normalzeit. Die Bemessungswerte sind auf Normalzeiten aufgebaut. Nach Punkt b) ist jeder gemessene Zeitbedarf durch einen zugehörigen Leistungsgrad gekennzeichnet. Dies ermöglicht es, einen gemessenen Zeitbedarf in eine Normalzeit umzurechnen; es gilt

$$\text{Normalzeit} = \text{gemessener Zeitbedarf} \cdot \frac{\text{Leistungsgrad}}{100}$$

4. Zeitbedarf

a) Der Zeitbedarf für die in Bild 6 aufgeführten Teilarbeiten kann mit Hilfe einer Stoppuhr am Fernplatz gemessen werden. Außerdem ist es

[2]) REFA = Reichsausschuß für Arbeitsstudien, gegründet 1924, sucht Probleme der Rationalisierung zu klären.

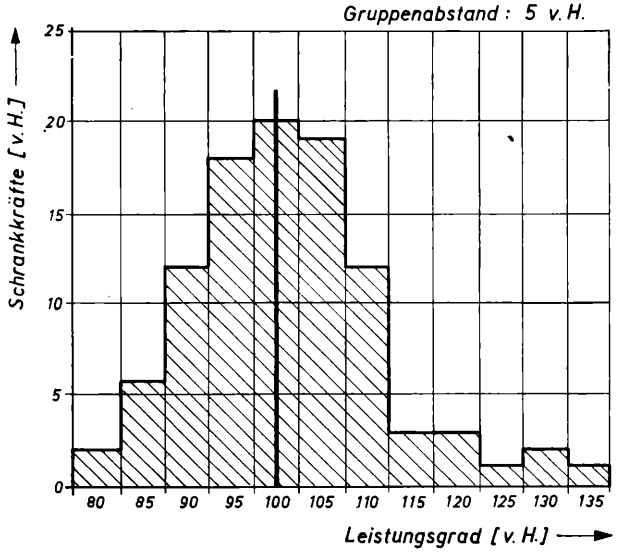


Bild 8. Beispiel einer Leistungsgradverteilung für die Schrankkräfte eines Fernamtes.

möglich, da fast jede Teilarbeit durch einen besonderen Schaltvorgang gekennzeichnet ist, Beginn und Ende zahlreicher Teilarbeiten mit einem Stromschreiber aufzunehmen; durch Auswerten des Schreibstreifens kann man sehr genaue Zeitwerte für die einzelnen Teilarbeiten erhalten. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, daß die Platz- und Leitungsbeobachtung eingeschaltet wird. Hierbei läßt sich allerdings nicht immer der Zeitbedarf für jede einzelne Teilarbeit, sondern oft nur der Zeitbedarf für mehrere zusammengefaßte Teilarbeiten ermitteln. Das zuletzt genannte Verfahren hat den Nachteil, daß der Zeitnehmer die Schrankkraft nicht unmittelbar beobachten und so den Leistungsgrad ihrer Arbeit ermitteln kann. Dies ist jedoch — wie in Abschnittt III B 3 ausgeführt — entscheidend für die Brauchbarkeit der gemessenen Zeiten. Die Zeitnahme und die Beobachtung des Arbeitsverlaufs auf zwei Personen aufzuteilen, ist wenig erfolgversprechend.

b) In Tabelle 2 ist der minimale und maximale an Fernplätzen gemessene Zeitbedarf für die mit einem Fgdrh-Gespräch verbundenen Teilarbeiten zusammengestellt. Vergleicht man die Summenwerte des Zeitbedarfs, 79,4 und 280,3 Sekunden, so überrascht die hohe Differenz von 200,9 Sekunden oder rd. 260 v. H. bezogen auf den Minimalwert. Eine nähere Untersuchung zeigt jedoch, daß der weitaus größte Teil dieser Differenz seine Ursache nicht etwa in Arbeitsweise oder Leistungsgrad

Lfd. Nr.	Arbeitsfolge	Teilarbeit	Zeitbedarf [sec.] min.	max.	Lfd. Nr.	Arbeitsfolge	Teilarbeit	Zeitbedarf [sec.] min.	max.	Lfd. Nr.	Arbeitsfolge	Teilarbeit	Zeitbedarf [sec.] min.	max.	Lfd. Nr.	Arbeitsfolge	Teilarbeit	Zeitbedarf [sec.] min.	max.
1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5
1	1	a	0,2	0,5	12	5	b	4,0	13,0	23	11	c	4,0	10,0	34	13	d	0,8	2,0
2		b	0,5	1,0	13		c	0,8	1,4	24		d	3,0	8,0	35		e	0,8	1,4
3		c	0,8	2,0	14		d	0,5	1,0	25	12	a	0,5	1,0	36		f	0,5	1,0
4		d	11,0	40,0	15	6	a	1,0	1,0	26		b	2,0	3,0	37		g	2,0	3,0
5		e	0,5	1,0	16		b	0,8	2,5	27		c	0,5	1,0	38		h	0,5	1,0
6	2	a	0,8	2,5	17		c	2,0	30,0	28		d	2,0	6,0	39		i	0,5	1,0
7		b	2,0	30,0	18		d	6,0	30,0	29		e	0,3	0,5	40	15	a	0,5	1,0
8		c	6,0	18,0	19	8	a	6,0	30,0	30		f	0,8	1,2	41		b	2,0	3,0
9	4	a	4,0	8,0	20	10	a	6,0	12,0	31	13	a	0,2	0,5	42		c	0,5	1,0
10		b	0,8	2,0	21	11	a	0,5	1,0	32		b	0,5	1,0	Summe			79,4	280,3
11	5	a	0,5	1,0	22		b	0,8	1,8	33		c	2,0	4,0					

Tabelle 2

Zeitbedarf für die Teilarbeiten der Arbeitsgliederung in Bild 6

der Schrankkräfte hat. Die Unterschiede sind vielmehr überwiegend darauf zurückzuführen, daß bei allen Teilarbeiten, an denen ein Teilnehmer oder eine Schrankkraft eines anderen Fernamtes beteiligt ist — z. B. die Teilarbeiten 1 d, 2 b, 6 c, 8 a — der Zeitbedarf sehr stark vom Partner abhängt und von der beobachteten Schrankkraft oft nur wenig beeinflußt werden kann. Eine weitere Ursache liegt darin, daß die Arbeitsbedingungen für die Herstellung eines Gespräches nicht gleichbleibend sind: in einem Falle liegt das abzufragende MAZ in günstiger Lage im eigenen Anruffeld, im anderen Fall muß die Schrankkraft in das Anruffeld des Nachbarplatzes übergreifen; die benötigte Fernleitung kann im Vielfachfeld an günstiger oder ungünstiger Stelle liegen; bei Rückwärtsaufbau kann die Wahl des Anmelders sofort erfolgreich sein oder auf „Gassenbesetzt" führen. Durch Umrechnen der gemessenen Zeiten in Normalzeiten verringert sich der Unterschied zwischen minimalem und maximalem Zeitbedarf um rund 70 Sekunden. Die dann noch bleibende Streuung von 100 bis 230 Sekunden ist eine Folge der besprochenen unterschiedlichen Arbeitsbedingungen.

5. Kritik der Meßergebnisse

a) Der für ein Fgdrh-Gespräch aus zahlreichen Meßergebnissen ermittelte Durchschnittswert des normalen Zeitbedarfs beträgt 162 Sekunden. Nach Abschnitt III B 4 liegen die Grenzwerte des normalen Zeitbedarfs bei 100 und 230 Sekunden oder bei 62 und 142 v. H. des Durchschnittswertes. Der Durchschnittswert und die Grenzwerte vermitteln zwar einen ersten Eindruck, gestatten jedoch nicht zu entscheiden, ob die Übereinstimmung im Arbeitsverlauf bei der Herstellung verschiedener Fgdrh-Gespräche ausreicht, um einen allgemein anwendbaren Bemessungswert festzulegen. Diese Frage läßt sich nur aus der Gesamtheit aller Meßwerte beantworten.

b) Ein besonders aufschlußreiches Gesamtbild ist die graphisch dargestellte Häufigkeitsverteilung der in Normalzeiten umgerechneten Meßwerte. Bild 9 zeigt hierfür zwei Beispiele. Aus der Verteilungskurve, die mit Fgdrh gekennzeichnet ist, läßt sich ablesen:

(1) der Verlauf der Verteilungskurve ist regelmäßig und glockenförmig;

(2) das Maximum der Kurve fällt mit dem Durchschnittswert zusammen;

(3) die noch mit nennenswerter Häufigkeit auftretenden kleinsten und größten Werte liegen bei 80 und 120 v. H. und damit erheblich näher am Durchschnittswert als die Grenzwerte;

(4) die Hälfte der Werte liegt im Bereich zwischen 95 v. H. und 105 v. H.

Wenn Verteilungskurven unmittelbar aus gemessenen Zeiten berechnet werden, verlaufen sie meistens nicht so einfach und gleichförmig wie die (idealisierten) Normalzeitenkurven in Bild 9: sie sind oft unsymmetrisch, haben manchmal zwei oder mehr Maxima oder auch einen Knick im Kurvenverlauf. Für das Auswerten derartiger Kurven bestehen mehrere Theorien, so z. B. eine für die rechnerische Ermittlung der Normalleistung und Normalzeit aus den Kennwerten einer Verteilungskurve. Diese Fragen fallen jedoch in das Gebiet der mathematischen Statistik und können hier nicht näher behandelt werden.

c) Aus den Eigenschaften der Fgdrh-Kurve in Bild 9 [s. unter Pkt. b), (1) ... (4)] kann man folgende Schlüsse ziehen:

Zu (1): Der Arbeitsverlauf für die Herstellung verschiedener Fgdrh-Gespräche stimmt ausreichend überein; einem einheitlichen Bemessungswert für Fgdrh-Gespräche steht nichts entgegen.

Zu (2): Der Bemessungswert kann auf den Durchschnittswert, der zugleich der häufigste Wert ist, aufgebaut werden.

Zu (3): Es ist nicht erforderlich, neben einem einheitlichen Bemessungswert Zuschläge für besonders schwierige Fälle vorzusehen.

Zu (4): Für einen willkürlich herausgegriffenen Fall besteht die statistische Wahrscheinlichkeit, daß der gemessene, auf Normalzeit umgerechnete Zeitbedarf 5 v. H. vom Durchschnittswert abweicht.

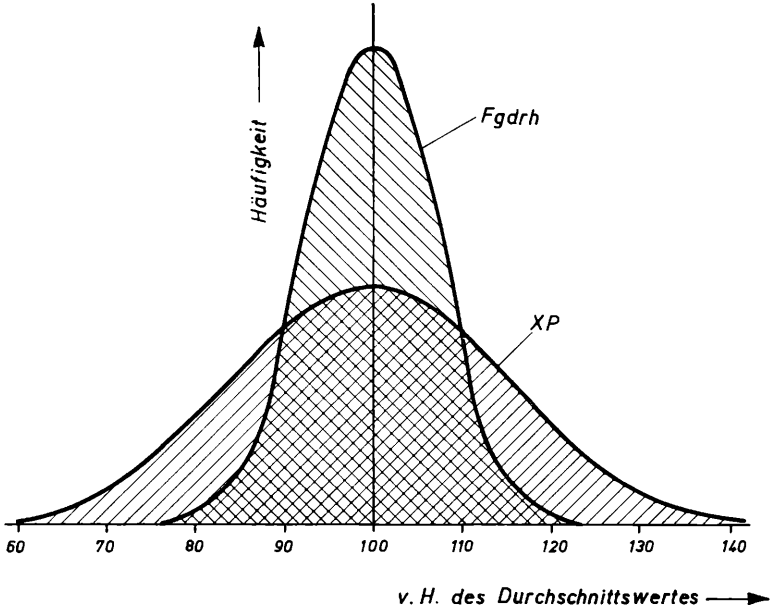


Bild 9. Häufigkeitsverteilung der auf Normalzeit umgerechneten Meßwerte für den Zeitbedarf zur Herstellung eines Fgdrh-Gespräches und für den Zeitbedarf der unter XP zusammengefaßten Tätigkeiten

d) Bei einem Vergleich der beiden Kurven in Bild 9 fällt sofort die erheblich größere Streuung der XP-Werte auf. Die statistische Wahrscheinlichkeit für die Abweichung eines gemessenen, auf Normalzeit umgerechneten Zeitbedarfs vom Durchschnittswert beträgt hier schon 10 v. H. Dies bedeutet: unter gleichen Voraussetzungen ist bei Zeitbedarfsberechnungen nach der Art „Durchschnittswert mal Zahl der Fälle" zu erwarten, daß im XP-Fall der Fehler doppelt so groß wie im Fgdrh-Fall ist. Übereinstimmung zwischen tatsächlichem und mit Hilfe eines Durchschnittswertes berechnetem Zeitbedarf ist nur zu erwarten, wenn die Zahl der Fälle, auf die sich die Berechnung bezieht, sehr groß ist (Gesetz der großen Zahl).

6. Aufbau und Maßeinheit der Bemessungswerte

a) Pausenlose, ununterbrochene Arbeit gibt es nicht. Wenn in einem Arbeitsverlauf nicht öfter kurze Ruhezeiten eingeschaltet werden, ist sehr schnell die Ermüdungsgrenze erreicht: der Arbeitende überanstrengt sich und seine Leistung sinkt schnell ab. Außer Ruhezeiten verlangt die Eigenart des Vermittlungsdienstes Wartezeiten, in denen die Schrankkräfte auf den Eingang des nächsten An- oder Schlußrufes warten, um sofort abfragen zu können. Bei der Festsetzung von Bemessungswerten

müssen also neben dem bisher besprochenen Zeitbedarf für die eigentliche Arbeit zusätzlich Ruhe- und Wartezeiten berücksichtigt werden.

b) Bild 10 zeigt, wie die Arbeitszeit, auf die ein Bemessungswert aufgebaut wird, gegliedert ist: die Gesamtarbeitszeit (t_a) teilt sich in eine Werkzeit (t_w) und in eine Verlustzeit (t_v); die Werkzeit wiederum setzt sich zusammen aus Haupt-, Neben- und Hilfszeit; die Verlustzeit ist entweder eine Ruhe- oder eine Wartezeit; der Quotient $\alpha = t_w/t_a$ kennzeichnet die Arbeitsbelastung der Schrankkräfte. Für die einzelnen Zeiten gilt:

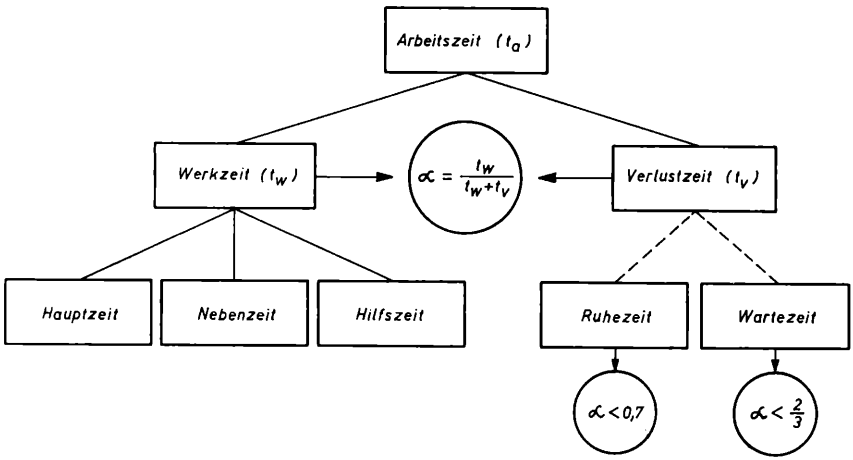


Bild 10. Gliederung der Arbeitszeit im Vermittlungsdienst

Arbeitszeit: Arbeitszeit ist die Zeit, in der eine Schrankkraft am Fernplatz sitzt und arbeitsbereit ist.

Werkzeit: Die Werkzeit umfaßt alle Zeiten, in denen eine Schrankkraft tatsächlich arbeitet.

Verlustzeit: Die Verlustzeit umfaßt alle durch die Werkzeit nicht erfaßten Zeiten.

Hauptzeit: Die Hauptzeit umfaßt alle Zeiten, in denen unmittelbar der eigentliche Zweck der Tätigkeit, z. B. das Herstellen einer Gesprächsverbindung, vorangetrieben wird.

Nebenzeit: Die Nebenzeit umfaßt alle Zeiten, die mittelbar dem eigentlichen Zweck der Tätigkeit dienen, z. B. das Versenden von Gesprächsblättern mit der Rohrpost.

Hilfszeit: Die Hilfszeit umfaßt alle Zeiten, in denen die Schrankkraft außerhalb der Haupt- und Nebenzeit tätig ist. Hierunter fällt z. B. das Schreibfertigmachen der Tinten- und Farbstifte.

Ruhezeit: Die Notwendigkeit und der Umfang der Ruhezeit ergibt sich aus der Definition der Normalleistung (s. Abschnitt III B 3). Die Ruhezeit verhindert durch kurzfristige, in den Arbeitsverlauf eingeschaltete Ruhepausen eine vorzeitige Ermüdung. Sie ist nicht mit den länger dauernden Pausen zur Erledigung persönlicher Bedürfnisse zu verwechseln. Wenn die Arbeitsbelastung α den Wert 0,7 übersteigt, treten vorzeitige Ermüdung und alle damit verbundenen Nachteile auf.

Wartezeit: Die Verkehrsgüte im Ferndienst ist entscheidend von niedrigen Anmeldewarte- und Trennzeiten abhängig. Die Anmeldewarte- und Trennzeiten steigen mit der Arbeitsbelastung α (s. Bild 11). Eine ausreichende Verkehrsgüte verlangt, daß $\alpha < 2/3$ bleibt; die sich aus dieser Bedingung ergebende Verlustzeit wird Wartezeit genannt.

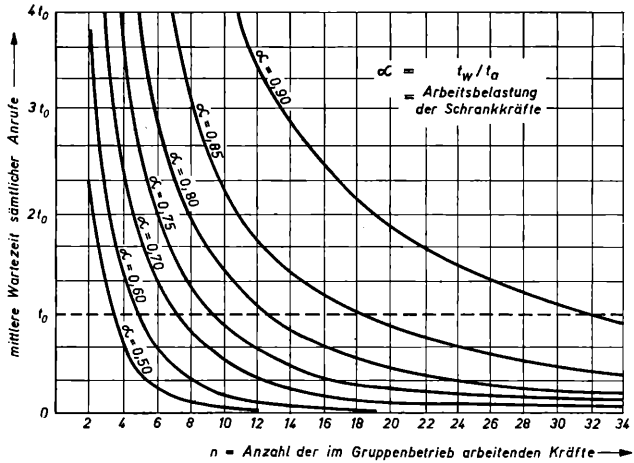


Bild 11. Abhängigkeit der mittleren Anmeldewartezeit von der Arbeitsbelastung der Schrankkräfte.

c) Der für die Arbeitsgliederung in Bild 6 ermittelte normale Zeitbedarf von 162 Sekunden ist eine reine Werkzeit; Bild 12 zeigt, aus welchen Teilzeiten t_w zusammengesetzt ist. Nach den vorstehenden Überlegungen muß dieser Werkzeit eine Wartezeit von mindestens $0{,}5 \cdot t_w = 81$ Sekunden (Bedingung $\alpha = t_w/t_a < 2/3$) zugeschlagen werden. Die erforderliche Ruhezeit ist nach der Bedingung $\alpha < 0{,}7$ kleiner als die Wartezeit und daher nicht zu berücksichtigen. Der Gesamtzeitbedarf, der dem Bemessungswert für die Herstellung von Fgdrh-Gesprächen zugrunde gelegt wird, beträgt daher $t_a = t_w + t_v = 162 + 81 = 243$ Sekunden.

d) Um jede Möglichkeit einer Ungerechtigkeit gegenüber dem Personal auszuschalten, wird der Gesamtzeitbedarf von 243 Sekunden um 10 v. H. auf 267 Sekunden erhöht; hierdurch wird berücksichtigt: 1) die Notwendigkeit, im Vermittlungsdienst während der verkehrsreichen Stunden bis zu 15 v. H. höhere Leistungen zu verlangen, als

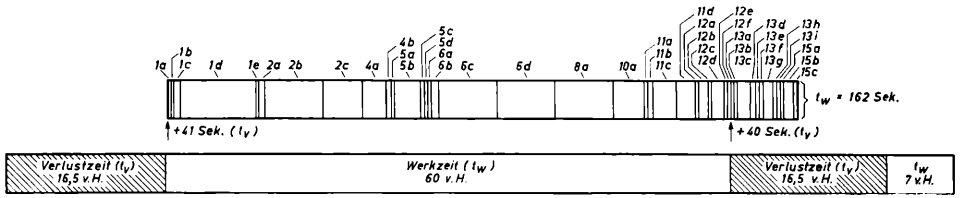


Bild 12. Gliederung der für die Herstellung eines Fgdrh-Gespräches erforderlichen Arbeitszeit

durch die Bemessungswerte festgelegt sind; 2) die besonders in verkehrsschwachen Zeiten stärker auftretenden Schwankungen im Arbeitsangebot, die unterschiedliche Leistungen fordern; 3) der Rest an Unsicherheit, der darin liegt, daß sich die persönliche Einstellung des Zeitnehmers — z. B. beim Festlegen des Leistungsgrades — nicht ganz ausschalten läßt.

e) Der Bemessungswert könnte als Zeitbedarf, z. B. „267 Sekunden/Fgdrh", angegeben werden; dies würde allerdings dazu zwingen, die Regelleistung der Schrankkräfte mit „60 Minuten/Std" oder die zulässige Höchstleistung mit „69 Minuten/Std" festzulegen. Um solchen sprachlich unglücklichen Bezeichnungen und um Dimensionsschwierigkeiten zu entgehen, werden die Bemessungswerte im Vermittlungsdienst auf das Arbeitsmaß „Fernverkehrseinheit" (FVE) abgestimmt. Unter einer FVE versteht man diejenige Arbeitsmenge, die von einer Schrankkraft bei Normalleistung in 180 Sekunden erledigt werden kann. Aus der Definition der FVE und der Tatsache, daß der Zeitbedarf auf Normal-

leistung aufgebaut ist, folgt, daß man den Bemessungswert in FVE durch Division des Gesamtzeitbedarfs durch 180 erhält. Damit lautet der Bemessungswert für Fgdrh-Gespräche endgültig „1,5 FVE/Fgdrh".

7. Zusammenstellung

In Bild 13 sind sämtliche Bemessungswerte für die im Vermittlungsdienst in Fernämtern vorkommenden Tätigkeiten dargestellt. Von diesen

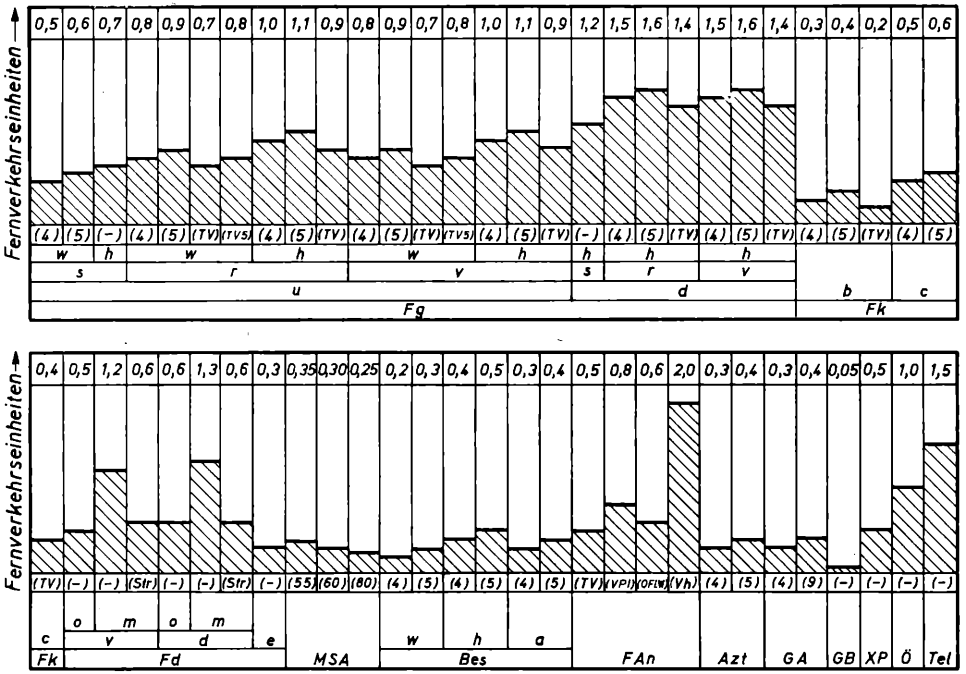


Bild 13. Zusammenstellung der Bemessungswerte für den Vermittlungsdienst in Fernämtern.

Werten darf nur dann abgewichen werden, wenn in einem Fernamt besondere technische und betriebliche Verhältnisse vorliegen und wenn die neuen Bemessungswerte durch ausreichende Zeitmessungen begründet sind.

C. Verkehrsfaktor

1) Der Verkehrsfaktor F kennzeichnet die Arbeitssituation eines Amtes; er gibt an, welche Arbeitsmenge in FVE im Tagesdurchschnitt mit der Herstellung eines Gesprächs beliebiger Art verbunden ist. F wird dadurch ermittelt, daß man die Tageswerte der verschiedenen Tätigkeiten $T_1 \ldots T_{58}$ mit den jeweils zugehörigen Bemessungswerten $B_1 \ldots B_{58}$ multipliziert, die so erhaltenen Tagessummen $A_1 \ldots A_{58}$ zur Tagesarbeit ΣA zusammenfaßt und diesen Wert durch das Tagesgesprächsangebot $\Sigma G = Fg + Fk + Fd$ dividiert, also

$$F = \frac{\Sigma A}{\Sigma G} \text{ [FVE/Gespräch]}.$$

Für die Berechnung des Verkehrsfaktors steht ein Formblatt zur Verfügung, das durch seine Anordnung Rechenfehler weitmöglichst ausschließt.

2) Wenn man getrennt für jede Stunde einen besonderen Stundenverkehrsfaktor berechnet, so zeigt sich, daß die Größe des Stundenverkehrsfaktors sich mit der Größe des Verkehrsangebotes ändert. In Bild 14 unter (a) und (b) ist dieser Zusammenhang dargestellt. Die Gründe für das Ab-

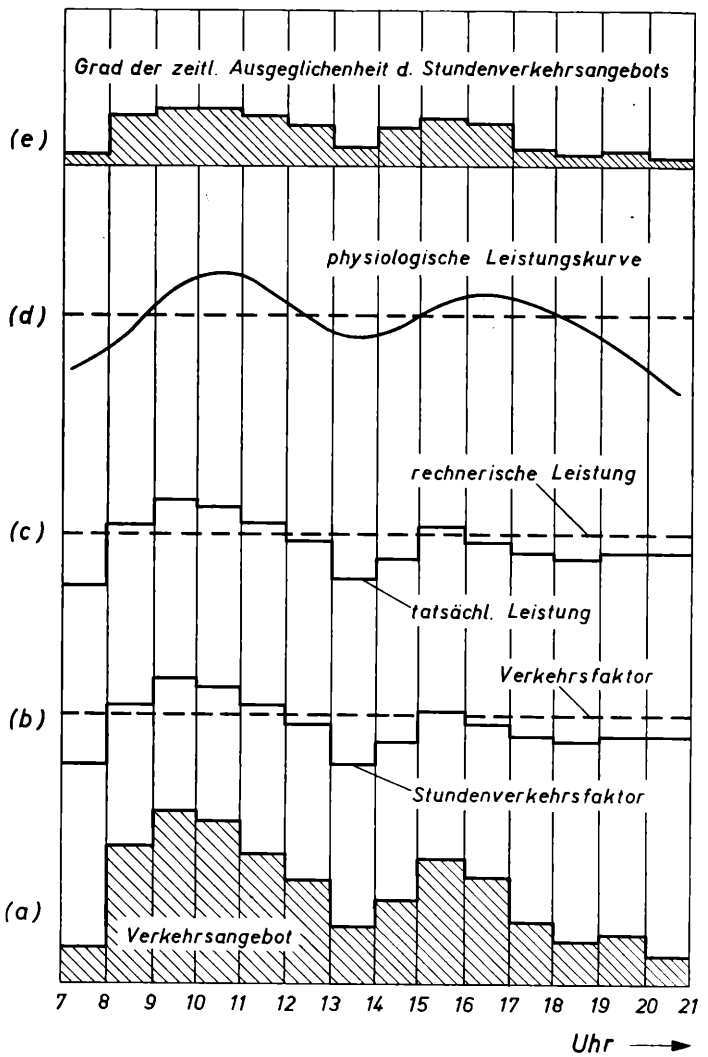


Bild 14. Verkehrsfaktor und physiologische Leistungskurve.

weichen der Stundenverkehrsfaktoren vom Verkehrsfaktor (= Tagesdurchschnittswert) sind: in Zeiten starken Verkehrs häufen sich die Teilnehmer- und Leitungsbesetztfälle, der Anteil an Sofortdienst-Rückwärtsaufbau und Speicherdienst ist verhältnismäßig hoch; die damit verbundene Mehrarbeit je Gespräch führt in verkehrsreichen Zeiten zwangsläufig zu einem höheren Stundenverkehrsfaktor; in verkehrsschwacher Zeit kann der Verkehr verhältnismäßig reibungslos abfließen; dies drückt sich in entsprechend niedrigem Arbeitsaufwand und damit niedrigem Stundenverkehrsfaktor aus.

3) Die Leistung der Schrankkräfte wird aus dem Arbeitsangebot, also mit Hilfe des Verkehrsfaktors berechnet. Daraus folgt, daß sich die tatsächliche zur berechneten Leistung wie der Stundenverkehrsfaktor zum Verkehrsfaktor verhält (s. Bild 4 unter (b) und (c)). Vergleicht man den Kurvenverlauf der tatsächlichen Leistung mit dem der physiologischen Leistungs-Kurve (Bild 14 unter d)), so zeigt sich eine erfreuliche Übereinstimmung: in Zeiten erhöhter Leistungsfähigkeit steigt auch die tatsächlich verlangte Leistung und umgekehrt.

4) Das Rechnen mit einem auf den ganzen Tag bezogenen Verkehrsfaktor hat gegenüber dem Rechnen mit Stundenverkehrsfaktoren drei Vorteile: a) der Rechenaufwand ist geringer; b) das Rechnen mit zu kleinen Arbeitsmengen, das wegen der Eigenschaft der Bemessungswerte (s. Abschnitt III B 5) mit einer größeren Fehlerwahrscheinlichkeit behaftet ist, wird vermieden; c) das Anpassen der tatsächlichen Leistung an die physiologische Leistungskurve geschieht einfach dadurch, daß für den ganzen Tag eine gleichbleibende Leistung berechnet wird.

5) In den verkehrsreichen Stunden kann die rechnerische Leistung der Schrankkräfte um 15 v. H. höher als die Tagesdurchschnittsleistung angesetzt werden. Auch hierdurch wird das günstige Verhältnis zwischen tatsächlicher Leistung (c) und physiologischer Leistungskurve (d), das eine gleichbleibende rechnerische Leistung voraussetzt, kaum gestört: der Grad der zeitlichen Ausgeglichenheit des stündlichen Arbeitsangebotes liegt nach dem Gesetz der großen Zahl in den verkehrsreichen Stunden am höchsten (e); ein ausgeglichenes Arbeitsangebot bedeutet jedoch ein ruhigeres und angenehmeres Arbeiten und gleicht daher die geforderte rechnerische Mehrleistung z. T. wieder aus.

6) Die Verkehrsfaktoren für die Fernämter des Bundesgebiets streuen in ihrem Wert von 0,5 bis 1,2 FVE/Gespräch (s. Bild 15). Früher konnte der Verkehrsfaktor unmittelbar als Maßstab für die Verkehrsgüte und Wirtschaftlichkeit eines Amtes benutzt werden. Dies ist heute, wo für alle Fern-

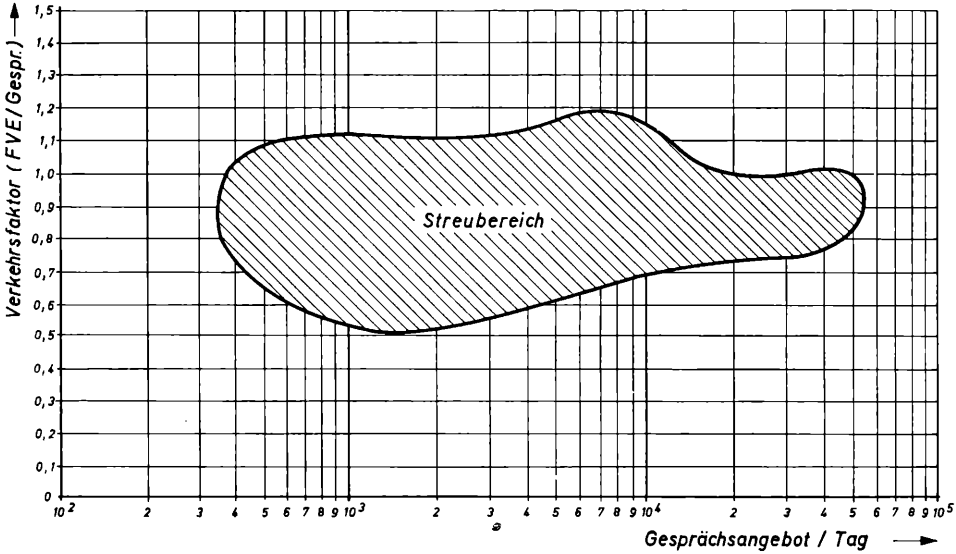


Bild 15. Der Streubereich der Verkehrsfaktoren für die Fernämter des Bundesgebietes

ämter ein unterschiedlicher Selbstwählferndienstanteil und Fernwahlausrüstungsstand angenommen werden muß, nicht mehr möglich. Allerdings lassen sich aus den Zahlenangaben, die im Verkehrsfaktorformblatt zusammengestellt sind, ohne weiteres Kennwerte für die Verkehrsgüte, Produktivität und Wirtschaftlichkeit eines Amtes berechnen.

D. Regel- und Höchstleistung

1) Unter Regelleistung versteht man diejenige Arbeitsmenge in FVE, die von einer Schrankkraft bei Normalleistung in einer Stunde erledigt werden kann. Aus der Definition der FVE (s. Abschnitt III B 6) läßt sich unmittelbar als Regelleistung 60/3 = 20 FVE/Stunde ableiten. Mit Hilfe der Regelleistung werden aus dem stündlichen Arbeitsangebot die stündlich erforderlichen Platzstunden errechnet; es gilt

$$\frac{\text{Stündliches Arbeitsangebot}}{\text{Regelleistung}} = \text{stündl. erforderl. Platzstunden.}$$

Die Anzahl der stündlich erforderlichen Platzstunden entspricht der Anzahl der jeweils für die Dauer einer Stunde zu besetzenden Fernplätze.

2) Eine kurzfristige, z. B. nur in der Hauptverkehrsstunde liegende Besetzungsspitze bereitet der Dienstplangestaltung erhebliche Schwierigkeiten

und zwingt oft dazu, zeitlich ungünstig liegende oder geteilte Dienstschichten anzusetzen. Eine ungünstige Diensteinteilung kann aber die Schrankkräfte stärker belasten als eine zwei oder drei Stunden dauernde geringe Mehrleistung. Aus diesem Grunde ist es den Ämtern freigestellt, in den verkehrsreichen Stunden bis zu 15 v. H. von der Regelleistung nach oben abzuweichen (s. auch Abschnitt III C). Die zulässige Höchstleistung von 1,15 · 20 FVE/Std. = 23 FVE/Std. darf nur überschritten werden, wenn ein Fernamt nicht ausreichend mit Fernplätzen ausgerüstet ist.

3) Eine höhere Leistung in den verkehrsreichen Stunden wirkt sich nicht nur günstig auf die Dienstplangestaltung, sondern genau so günstig auf den Fernplatzbedarf aus. Hohe Besetzungsspitzen haben zur Folge, daß ein Teil der Fernplätze nur während zwei oder drei Stunden besetzt ist und für den Rest des Tages ungenutzt bleibt. Durch Mehrleistung in den verkehrsreichen Stunden wird der Anteil an schlecht ausgenutzten Fernplätzen herabgedrückt.

E. Tagesverkehrsübersicht

1) Die Tagesverkehrsübersicht zeigt, wie das Arbeitsangebot und die erforderlichen Platzstunden zeitlich verteilt sind. Aus dem stündlichen Ge-

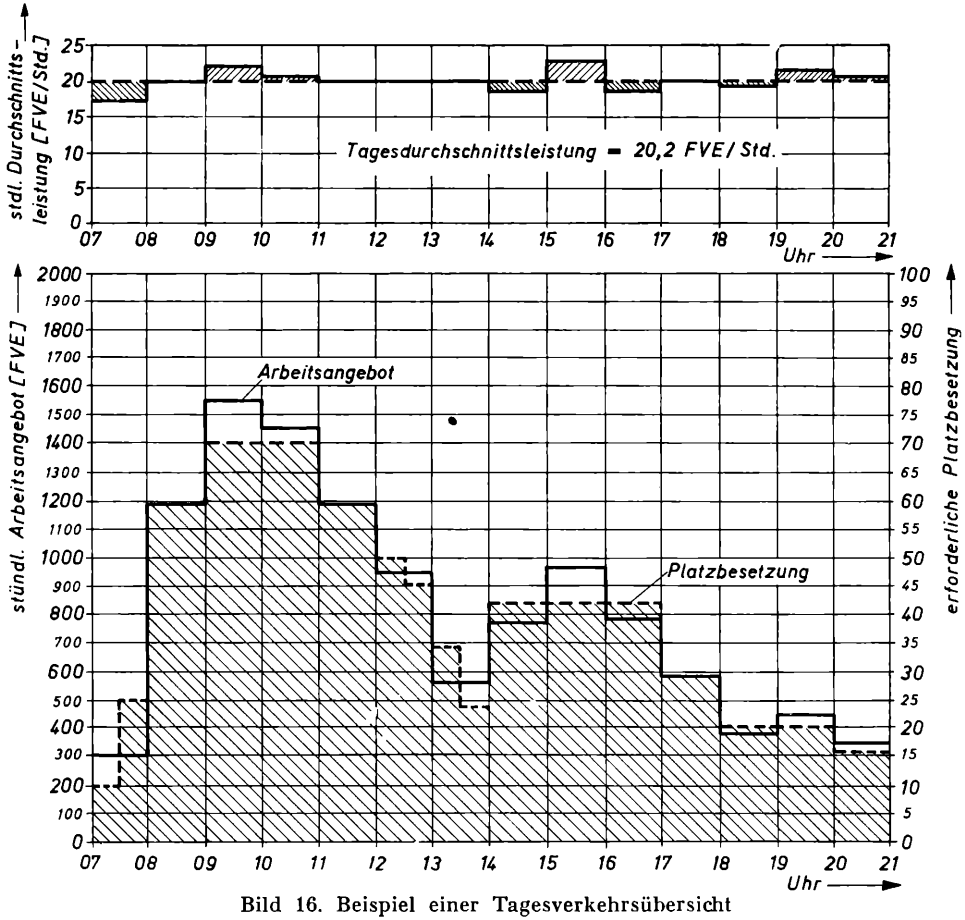


Bild 16. Beispiel einer Tagesverkehrsübersicht

sprächsangebot $G_I \ldots G_{XIV}$ (07 bis 08, ... 20 bis 21 Uhr) und dem Verkehrsfaktor F wird nach der Gleichung $A_i = F \cdot G_i$ das stündliche Arbeitsangebot $A_I \ldots A_{XIV}$ berechnet. Die so ermittelten Werte werden benutzt, um die „zeit-

abhängige Treppenkurve des stündlichen Arbeitsangebotes" zu zeichnen (Bild 16). Die durch die Treppenkurve abgegrenzte Fläche stimmt in ihrem FVE-Wert mit dem zur Berechnung des Verkehrsfaktors ermittelten „Tageswert des Arbeitsangebots" überein.

2) Die Tagesdurchschnittsleistung der Schrankkräfte liegt im allgemeinen bei der Regelleistung 20 FVE/Std. Bei einem Maßstabsverhältnis zwischen stündlichem Arbeitsangebot und erforderlicher Platzbesetzung von 20:1 muß die Platzbesetzungskurve annähernd mit der Arbeitsangebotskurve zusammenfallen. Liegt die Platzbesetzungskurve unterhalb der Arbeitsangebotskurve, so übersteigt die Leistung der Schrankkräfte die Regelleistung und umgekehrt. Durch das Maßstabsverhältnis 20 : 1 ist es schon durch unmittelbaren Vergleich der beiden Kurven möglich, die in den einzelnen Stunden verlangte Leistung anzugeben. Es ist daher nicht unbedingt erforderlich, das Pendeln der stündlichen Durchschnittsleistung — wie in Bild 16 oben — besonders aufzuzeichnen.

3) Beim Übergang von der Arbeitsangebotskurve zur Platzbesetzungskurve sind noch einige Gesichtspunkte zu berücksichtigen: Stundendurchschnittswerte verleiten dazu, sich den Anstieg des Arbeitsangebots stufenförmig vorzustellen; tatsächlich verläuft dieser – wenn auch mit wechselnder Geschwindigkeit — fast kontinuierlich; die Platzbesetzungskurve folgt daher bei starkem Anstieg oder Abfall nicht der Arbeitsangebotskurve, sondern wird der Änderungstendenz angepaßt (z. B. Bild 16, 07 bis 08 Uhr). Die Dienstplangestaltung ist um so einfacher, je weniger Stufen die Platzbesetzungskurve hat. Um dies zu erreichen, ist es zulässig, mit der Platzbesetzungskurve im Rahmen folgender Grenzen von der Arbeitsangebotskurve abzuweichen: a) die stündliche Durchschnittsleistung muß zwischen den Werten 20 FVE/Std. ± 15 v. H. liegen; b) die Tagesdurchschnittsleistung darf den Bereich 20 FVE/Std. ± 3 v. H. nicht überschreiten.

IV. Dienstplangestaltung

Die Gültigkeit der Bemessungswerte ist an bestimmte Arbeitsbedingungen geknüpft: schlechtere Arbeitsbedingungen verlangen, daß die Bemessungswerte herabgesetzt werden und umgekehrt. Ein Bemessungssystem ist demnach nur dann vollständig, wenn auch für die Arbeitsbedingungen Normen festliegen. Zum großen Teil sind die Arbeitsbedingungen — wenn man einmal von räumlicher Unterbringung u. ä. absieht — in den Dienstplänen festgelegt. Man unterscheidet zweckmäßig zwischen äußeren und inneren Arbeitsbedingungen. Die äußeren Bedingungen — hierzu gehören z. B. das Wochenleistungsmaß sowie die zulässigen Pausen- und Dienstbesprechungsstunden — regeln die Dienstzeit als Ganzes. Die inneren Bedingungen beschäftigen sich mit der Diensteinteilung; hierzu gehört: Länge und zeitliche Lage der Dienstschichten; durchgehender oder unterbrochener Dienst; zeitliche Aufeinanderfolge der Dienstschichten; Pausen- und Dienstbesprechungseinteilung.

A. Wochenleistungsmaß

1) Das Wochenleistungsmaß bestimmt die Anzahl der Dienststunden, die von einer Schrankkraft in einer Woche zu leisten sind. In das Wochenleistungsmaß inbegriffen sind die zulässigen Pausen- und Dienstbesprechungsstunden. Im Normalfall beträgt das Wochenleistungsmaß 48 Stunden; davon entfallen auf Pausen rund 4 und auf Dienstbesprechungen je nach Größe und Art des Fernamts 0,5 bis 1,5 Stunden. Das Netto-Wochenleistungsmaß, also die Zeit, in der die Schrankkraft am Fernplatz sitzt, liegt zwischen 48 — 4 — 1,5 = 42,5 und 48 — 4 — 0,5 = 43,5 Stunden.

2) Eine Durchschnittsleistung der Schrankkräfte von 20,6 FVE/Std. fällt gerade noch in den Bereich normaler Bedingungen (s. Abschnitt III E). Daraus ergibt sich, daß die von einer Kraft in einer Woche zu erledigende Arbeitsmenge $42{,}5 \cdot 20{,}6 = 876$ FVE nicht überschreiten darf, wenn normale Bedingungen eingehalten werden sollen. Steigt aus irgendwelchen Gründen, z. B. weil zu wenig Fernplätze vorhanden sind, die Durchschnittsleistung auf 22 FVE/Std. an, so wird die in einer Woche zu erledigende Normalarbeitsmenge von 876 FVE schon in $876/22 = 39{,}8$ Stunden erfüllt. In diesem Fall ist daher nur ein Wochenleistungsmaß von $39{,}8 + 4 + 1{,}5 = 45{,}3$ Std. gerechtfertigt. Auf ähnliche Überlegungen aufbauend ist für das Wochenleistungsmaß allgemein festgelegt:

a) das Wochenleistungsmaß beträgt 48 Stunden;
b) bei ungünstigen Raum-, Licht- und Luftverhältnissen oder bei anderen Erschwernissen können die Oberpostdirektionen das Wochenleistungsmaß bis auf 42 Std., mit besonderer Genehmigung des Bundespostministeriums auch noch weiter herabsetzen;
c) in Fernämtern, in denen die technischen Einrichtungen nicht ausreichen, muß das Wochenleistungsmaß herabgesetzt werden:
auf 45 Std. für eine Durchschnittsleistung von 22—24 FVE/Std. und
auf 42 Std. für eine Durchschnittsleistung von mehr als 24 FVE/Std.

B. Pausenstunden

1) Die im Vermittlungsdienst vorgesehene Unterbrechung der Arbeit durch länger dauernde Pausen dient dem Ermüdungsausgleich und der Erledigung persönlicher Bedürfnisse. Für die jeweilige Pausenzeit werden die Schrankkräfte von besonderen Pausenvertretern abgelöst. Im Normalfall sind wöchentlich vier Pausenstunden zugelassen. Wenn besondere Umstände, z. B. große räumliche Entfernung zwischen Fernamt und Entspannungsraum, vorliegen, kann die Anzahl der Pausenstunden erhöht werden.

2) Für die Dienstplangestaltung ist es zweckmäßig, die wöchentlichen Pausenstunden auf die Pausenzeit, die auf eine Stunde Vermittlungstätigkeit entfällt, umzurechnen. Diese bezogene Pausenzeit wird Pausenfaktor genannt. Für vier wöchentliche Pausenstunden, 1,5 wöchentliche Dienstbesprechungsstunden und ein Wochenleistungsmaß von 48 Stunden ergibt sich als Pausenfaktor der Wert $4/(48 - 4 - 1{,}5) = 0{,}094$.

C. Dienstbesprechungsstunden

Dienstbesprechungsstunden sind erforderlich, damit die Schrankkräfte mit neuen Verfügungen und Bestimmungen des Betriebsdienstes vertraut gemacht werden können. Außerdem werden in den Dienstbesprechungen von Zeit zu Zeit die in der Betriebsabwicklung aufgetretenen Schwierigkeiten zur Sprache gebracht. Für Durchgangs- und Verteilfernämter sind wöchentlich 1,5, für große Endfernämter 1,0 und für kleine Endfernämter mit weniger als 15 erforderlichen Fernplätzen 0,5 Dienstbesprechungsstunden vorgesehen. Für die Dienstplangestaltung werden die Dienstbesprechungsstunden in einen Dienstbesprechungsfaktor umgerechnet, der die auf eine Stunde Vermittlungstätigkeit bezogene Dienstbesprechungszeit angibt. Der zum Pausenfaktor unter Abschnitt B gehörige Dienstbesprechungsfaktor beträgt $1{,}5/(48 - 4 - 1{,}5) = 0{,}036$.

D. Ausgleichsstunden

Die von den Dienstplänen aus betrieblichen und wirtschaftlichen Gründen einzuhaltenden Bedingungen lassen sich oft nur schwer mit arbeitsgün-

stigen Dienstschichten vereinbaren. Z. B. führt die mit dem Sofortdienst verbundene Forderung, daß der Umfang der bereitgestellten Kräfte jeweils dem Arbeitsangebot proportional sein muß, zwangsläufig zu zahlreichen Doppelschichten. Diese Aufteilung der Dienstschichten in zwei zeitlich nicht zusammenhängende Teilstücke bedeutet — zumindest in Großstädten — für die Schrankkräfte meist eine unerfreuliche Mehrbelastung; die zwischen den Teilstücken liegende Freizeit wird als wertlos empfunden, da sie für den Hin- und Rückweg zur Wohnung nicht ausreicht und im Amt „abgesessen" werden muß. Der Dienstplangestalter ist daher gehalten, die Anzahl der ungünstig liegenden Doppelschichten so gering wie möglich zu halten. Um ihn dabei aber nicht vor eine unlösbare Aufgabe zu stellen, werden über die betrieblich erforderlichen Platzstunden hinaus noch zusätzlich Ausgleichsstunden bereitgestellt. Ausgleichsstunden sind für das Arbeitsangebot nicht erforderliche, frei verfügbare, zeitlich nicht gebundene Platzstunden, die ausschließlich eingesetzt werden, um die Dienstschichten und damit die Arbeitsbedingungen zu verbessern. Die Anzahl der zulässigen wöchentlichen Ausgleichsstunden wird aus dem Unterschied zwischen den samstags und werktags anzusetzenden Platzstunden ermittelt und beträgt etwa 30 v. H. der werktäglichen oder rund 5 v. H. der wöchentlich anzusetzenden Dienststunden.

E. Aufrundungsstunden

Die Anzahl der wöchentlich zu leistenden Dienststunden, wie sie sich rechnerisch aus den vorzusehenden Platz-, Pausen- und Dienstbesprechungsstunden ergibt, wird nur sehr selten ein Vielfaches des Wochenleistungsmaßes sein. Dies ist aber erforderlich, wenn die wöchentliche Dienstzeit der einzusetzenden Kräfte mit dem Wochenleistungsmaß übereinstimmen soll. Im Rechenbogen werden daher die errechneten Dienststunden auf ein Vielfaches des Wochenleistungsmaßes auf- oder abgerundet. Bis einschließlich 0,3 des Wochenleistungsmaßes wird nach unten und über 0,3 wird nach oben gerundet. Das Auf- und Abrunden beeinflußt die von den Schrankkräften geforderte Durchschnittsleistung: bei einem Wochenleistungsmaß von 48 Stunden müssen 497 rechnerisch ermittelte wöchentliche Dienststunden auf 528 Stunden aufgerundet werden; die von den Schrankkräften ursprünglich verlangte Durchschnittsleistung von 20 FVE/Std. sinkt dadurch auf etwa $20 \cdot 497/528 = 18{,}8$ FVE/Std. Die Auf- oder Abrundung wirkt sich um so mehr aus, je weniger Kräfte in einem Dienstplan zusammengefaßt sind.

F. Rechenbogen

Der Rechenbogen steht im Mittelpunkt der Dienstplangestaltung. Mit seiner Hilfe werden Richtwerte für die Dienstplangestaltung, z. B. wie viele Pausenstunden in einen Dienstplan einzuarbeiten sind, ermittelt. Die Richtwerte sind zugleich Kontrollwerte: sie dienen nach Beendigung der Dienstplangestaltung dazu, festzustellen, ob die in den fertigen Dienstplänen festgelegte Diensteinteilung im Rahmen der zugelassenen geringen Abweichungen von den Soll-Werten liegt. Tabelle 3 zeigt ein Beispiel für einen ausgefüllten Rechenbogen.

G. Bedingungsplan

Alle Tatsachen, die sich aus den persönlichen Verhältnissen der Schrankkräfte ergeben und Einfluß auf die Dienstplangestaltung haben, werden aus Gründen der Übersichtlichkeit in einem besonderen Bedingungsplan zusammengefaßt. Im Bedingungsplan wird z. B. aufgenommen, wie viele Kräfte unter das Jugend- und Mutterschutzgesetz fallen. Diese Kräfte dürfen nicht für Sonntags-, Feiertags- und Nachtdienst vorgesehen werden. Auch der An-

Tabelle 3

Richtwerte für die Dienstplangestaltung

		a) berechnet	b) angesetzt
1.	werktägl. Platzstunden (ohne Samstag)	B_w = 389,8	(395,33)
2.	werktägl. Pausenstunden (ohne Samstag)	$p \cdot B_w = P_w$ = 44,0	(43,34)
3.	werktägl. Dienstbespr.-Stdn. (ohne Samstag)	$u(B_w + B_s/5) = U_w$ = 18,1	(18,00)
4.	werktägl. Dienststunden (ohne Samstag)	$B_w + P_w + U_w = D_w$ = 451,9	(456,67)
5.	samstägl. Platzstunden	B_s = 312,8	(316,33)
6.	samstägl. Pausenstunden	$p \cdot B_s = P_s$ = 35,3	(35,82)
7.	samstägl. Dienststunden	$B_s + P_s = D_s$ = 348,1	(352,15)
8.	sonntägl. Platzstunden	B' = 110,0	(113,5)
9.	sonntägl. Pausenstunden	$p \cdot B' = P'$ = 12,4	(11,0)
10.	sonntägl. Dienststunden	$B' + P' = D'$ = 122,4	(124,5)
11.	wöchentl. Dienststunden	$5\,D_w + D_s + D' = W_1$ = 2730,0	(2760,0)
12.	Übertrag aus LN 19 (A VI, 8 oder B VII, 8)	$= W_2$ = 2730,0	

teil der auswärtigen Kräfte und die Verkehrsverhältnisse schränken die Gestaltungsfreiheit beim Entwurf eines Dienstplanes ein. Neben diesen Angaben werden auch die von den Schrankkräften geäußerten Wünsche zur Diensteinteilung, soweit sie mit den Vorschriften für die Dienstplangestaltung vereinbar sind, in den Bedingungsplan aufgenommen. Der Dienstplangestalter muß beim Entwurf des Übersichts- und Personaldienstplanes die im Bedingungsplan festgelegten Einschränkungen und Wünsche laufend im Auge behalten und immer wieder kontrollieren, ob die von ihm gefundenen Teillösungen diesen Forderungen gerecht werden.

H. Übersichtsdienstplan

1) Im Übersichtsdienstplan wird die zeitliche Lage der Dienstschichten, sowie die Pausen- und Dienstbesprechungseinteilung festgelegt. Der Übersichtsdienstplan ist nur als notwendige Vorstufe für den Entwurf des Besetzungs- und Personaldienstplanes anzusehen: die Art der graphischen Darstellung erleichtert es, eine allen Anforderungen gerecht werdende Diensteinteilung zu finden. Der Übersichtsdienstplan besteht aus einem Werktags-, Samstags- und Sonntagsteil. Ausgangspunkt für den Entwurf sind die für den Werktag, Samstag und Sonntag gültigen „Treppenkurven des stündlichen Platzstundenbedarfs" und die im Rechenbogen ermittelten Richtwerte.

2) Bild 17 zeigt den Werktagsteil eines Übersichtsdienstplanes. Die von der Treppenkurve umschlossene Fläche nennt man Besetzungsfläche. Der Entwurf beginnt damit, daß die Besetzungsfläche in Streifen bestimmter Länge, von denen jeder eine Dienstschicht darstellt, aufgelöst wird. Bei Doppelschichten werden je zwei zeitlich getrennt liegende Streifen als zusammengehörig gekennzeichnet. Die Schwierigkeit besteht darin, daß die Streifen einerseits die Besetzungsfläche genau ausfüllen, andererseits aber auch den an Dienstschichten allgemein zu stellenden Anforderungen in bezug auf Länge, Anzahl usw. gerecht werden müssen. Darüber hinaus sind in die gefundenen Dienstschichten mehrere Pausen und u. U. Dienstbesprechungen so einzuordnen, daß sie mit Hilfe der zur Verfügung stehenden Pausenvertreter erfüllt werden können und außerdem arbeitstechnisch vertretbar sind. Das Auflösen einer Besetzungsfläche ist eine Kombinationsaufgabe: eine genaue Anweisung läßt sich dafür nicht aufstellen; meist wird erst nach mehreren vergeblichen Versuchen eine zufriedenstellende Lösung gefunden.

3) Die Darstellungsweise in Bild 17 soll am Beispiel der Dienstschicht 49 (DS 49) erläutert werden: die DS 49 beginnt um 0730 und erhält kurz nach 0900 Uhr eine 20-Minuten-Pause; die zweite Pause fällt in die Zeit von 1200 bis 1230; anschließend übernimmt die DS 49 für eine halbe Stunde eine Pausenvertretung für die DS 17; der restliche Teil der DS 49 entfällt auf Dienstbesprechung, Schrankdienst und eine zweite 20-Minuten-Pause.

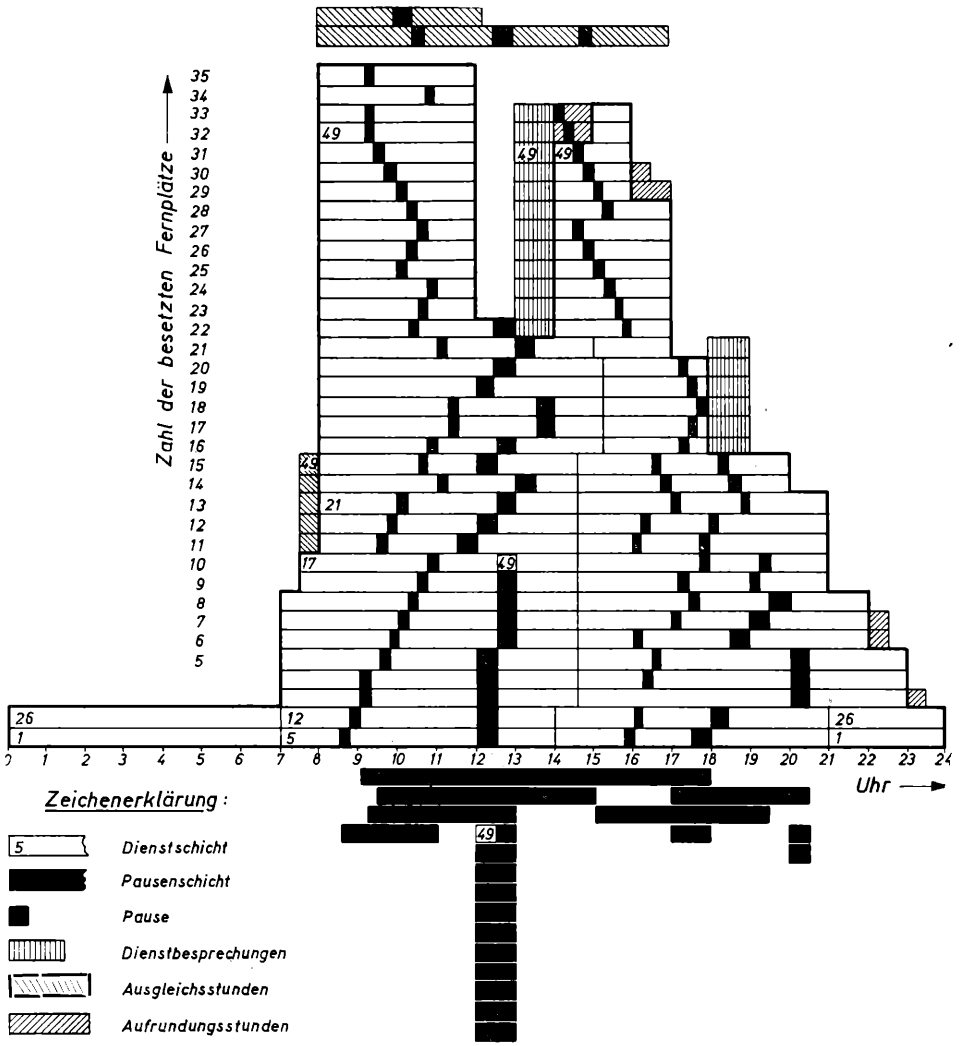


Bild 17. Beispiel eines Übersichtsdienstplanes für ein Amt mit 35 Fernplätzen (Werktagsteil)

I. Besetzungsgrundplan

1) Im Besetzungsgrundplan ist getrennt für die A-, B-, und C-Abteilung festgelegt, welche Fernplätze jeweils zu besetzen sind, wenn auf Grund des Arbeitsangebots 1, 2, 3, 4 ... usw. Schrankkräfte eingesetzt werden müssen. Die Frage, wie viele von den zu besetzenden Fernplätzen auf die A-, B- oder C-Abteilung entfallen, wird aus der Zusammensetzung des Arbeitsangebots beantwortet. Dagegen bestimmt die Art der Anrufzeichenwiederholung und die Schaltweise der Sammelplätze, welche der A-, B- oder C-Plätze jeweils zu besetzen sind.

2) Im Besetzungsgrundplan ist die Besetzung so festgelegt, daß für jede Besetzungsstärke sichergestellt ist:

a) für alle eingehenden Anrufe — ganz gleich zu welcher Anrufzeichengruppe sie gehören — bestehen die gleichen Voraussetzungen, schnell abgefragt zu werden;

b) die Schrankkräfte sind gleichmäßig ausgelastet und arbeiten in möglichst großen Gruppen.

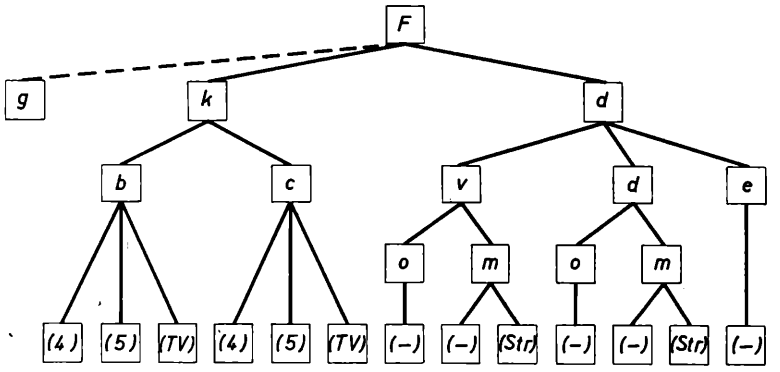


Bild 3. Die Gliederung der Ferngespräche

Tätigkeiten zusammengefaßt, die gelegentlich zusätzlich neben einer Grundtätigkeit im Zusammenhang mit der Herstellung eines Gesprächs erforderlich werden.

2) Bild 3 zeigt, wie die Ferngespräche gegliedert sind: die Ferngespräche (F) werden nach abgehenden (Fg), ankommenden (Fk) und Durchgangsgesprächen (Fd) unterschieden; die Fk wiederum gliedern sich in Gespräche, die an B-Plätzen (Fkb), und solche, die an C-Plätzen abgewickelt werden (Fkc); die Herstellung eines Fkb erfordert entweder die Wahl von vier oder weniger Ziffern (Fkb(4)), von fünf oder mehr Ziffern (Fkb(5)) oder die Benutzung eines Teilnehmervielfachfeldes (Fkb(TV)). Der in Bild 3 nur angedeutete Zweig der abgehenden Gespräche (Fg) ist in Bild 4 ausführlich dargestellt.

Buchstabengruppe																								
I	Fg																							
II	u																d							
III	s			r						v							s	r			v			
IV	w		h	w			h			w			h				h	h			h			
V	(4)	(5)	(–)	(4)	(5)	(TV)	(TVs)	(4)	(5)	(TV)	(4)	(5)	(TV)	(TVs)	(4)	(5)	(TV)	(–)	(4)	(5)	(TV)	(4)	(5)	(TV)
Lfd. Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24

Bild 4. Die Gliederung der abgehenden Ferngespräche

3) Der Aufbau der Kurzzeichen soll am Beispiel der Gesprächsart Fgurw(5), Bild 4 unter lfd. Nr. 5, erläutert werden: die ersten beiden Buchstaben Fg kennzeichnen die Zugehörigkeit zur Gesprächsgruppe „abgehende Gespräche"; der Buchstabe u steht für die Verkehrsart „unmittelbarer Verkehr", der Buchstabe r für die Abwicklungsart „Sofortdienst-Rückwärtsaufbau" und der Buchstabe w für die benutzte Leitungsart „Fernwahlleitung"; die in Klammern gesetzte Zahl (5) bezieht sich auf den Arbeitsaufwand bei der Verbindungsherstellung und bedeutet „Wahl von fünf oder mehr Ziffern".

Tabelle 1 gibt einen Überblick über die Bedeutung der einzelnen Kennbuchstaben für abgehende Gespräche (s. die römischen Zahlen auf der linken Seite in Bild 4).

4) Unter die zusätzlichen Tätigkeiten fallen solche, die verbunden sind mit

a) einer Gesprächsanmeldung oder dem Ausfertigen eines Auskunftsblattes (MSA),
b) einem Besetztfall (Besw, Besh, Besa),
c) einem von einem öffentlichen Münzfernsprecher ausgehenden Gespräch (Ö),
d) einem XP-, V- oder R-Gespräch (XP),
e) der Ansage der Ausführungszeit oder der nachträglichen Ansage der Gebühr vom Fernplatz aus auf Grund eines Auskunftsblattes (Azt),

f) der Ermittlung der Zone sowie der Berechnung und Eintragung der Gesprächsgebühr und der Durchführung einer Gebührenansage vom Fernplatz aus (GA).

I	Gesprächsgruppe	Fg	abgehende Gespräche
II	Verkehrsart	u	unmittelbar abgewickelt, im Gegenamt oder bei einer VStoF des Gegenamtes endend
		d	durchverbunden im Gegenamt
III	Abwicklungsart	s	im Sofortdienst-Vorwärtsaufbau abgewickelt
		r	im Sofortdienst-Rückwärtsaufbau abgewickelt
		v	im Speicherdienst abgewickelt
IV	benutzte Leitungsart	w	über Fernwahlleitungen abgewickelt
		h	über Rufleitungen abgewickelt
V	Art der Verbindungsherstellung	(4)	durch Wahl von 4 oder weniger Ziffern hergestellt
		(5)	durch Wahl von 5 oder mehr Ziffern hergestellt
		(TV)	durch Benutzen eines Teilnehmervielfachfeldes hergestellt
		(TV, 5)	durch Benutzen eines Teilnehmervielfachfeldes und durch Wahl von 5 oder mehr Ziffern hergestellt.

Tabelle 1
Bedeutung der Kennbuchstaben für abgehende Gespräche

g) der Ermittlung der Zone und Berechnung der Gesprächsgebühr am Fernplatz (GB),
h) einer Fernamtsansage (FAn) und
i) dem Zusprechen und Aufnehmen eines Telegramms an einem Fernplatz (Tel).

5) Wenn ein Teilnehmer z. B. ein Ferngespräch mit Gebührenansage anmeldet, das anschließend über eine unmittelbar geschaltete Fernwahlleitung im Sofortdienst-Vorwärtsaufbau abgewickelt werden kann, so erfordert dies Ferngespräch im Fernamt mindestens die mit folgenden Tätigkeiten verknüpfte Arbeit: MSA + Fgusw(4) + GA. Bei der Leistungszählung können diese Tätigkeiten aus den Eintragungen in das zugehörige Gesprächsblatt entnommen werden.

6) Für betriebswirtschaftliche Berechnungen und statistische Angaben hat sich in Anlehnung an die Gesprächsgliederung in Bild 3 und 4 folgende Formelschreibweise eingebürgert:

$$\begin{aligned} Fg &= Fgu + Fgd \\ &= Fgus + Fgur + Fguv + Fgds + Fgdr + Fgdv \\ Fkc &= Fkc(4) + Fkc(5) + Fkc\,(TV) \\ Fdv &= Fdvo + Fdvm \\ &= Fdvo(\text{-}) + Fdvm(\text{-}) + Fdvm(Str)\ \text{usw.} \end{aligned}$$

B. Bemessungswerte

1. Grundsätzliches

a) Die Bemessungswerte sind das Kernstück der Personalbemessung: durch sie ist festgelegt, welcher Zeitbedarf bei Normalleistung (= welche Ar-

zeitgebundene und nicht zeitgebundene Tätigkeiten so zu koppeln, daß die Kräfte immer voll ausgelastet sind.

V. Fragen des Personaleinsatzes

Der Wert einer Personalbemessung bleibt fragwürdig, wenn die Ist-Zahlen, die sich aus der Praxis des Personaleinsatzes ergeben, nicht ausreichend mit den berechneten Soll-Zahlen übereinstimmen. Die Schwierigkeiten bestehen darin, daß täglich Kräfte durch Krankheit, Abordnung und Beurlaubung ausfallen. Durch Einsatz von Vertretern müssen die Ausfälle so ausgeglichen werden, daß weder ein nennenswerter Personalüberstand noch -fehlbestand auftritt. Aber: entweder wird diese Aufgabe vom Personaleinsatz gelöst oder der Aufwand für eine genaue Personalbemessung ist verloren und eine grobe Schätzung des Personalbedarfs würde die gleichen Dienste tun.

A. Tagesübersicht

1) Die täglich wechselnden Voraussetzungen für den Personaleinsatz sollen am Beispiel einer Tagesübersicht (Bild 19) erläutert werden. Der im LN 19 nachgewiesene Personalbedarf beträgt 100 Kräfte (gestrichelte Gerade) und beruht auf einem Verkehrsangebot im abgehenden Verkehr von 9000 Gesprächen/Tag (rechte Ordinatenbezifferung). Das durch die Ordinatenbezifferung festgelegte Verhältnis „Personalbedarf/Verkehrsangebot" (= 1 Kraft /90 abgehende Gespräche) gestattet es, das tägliche Verkehrsangebot nach der

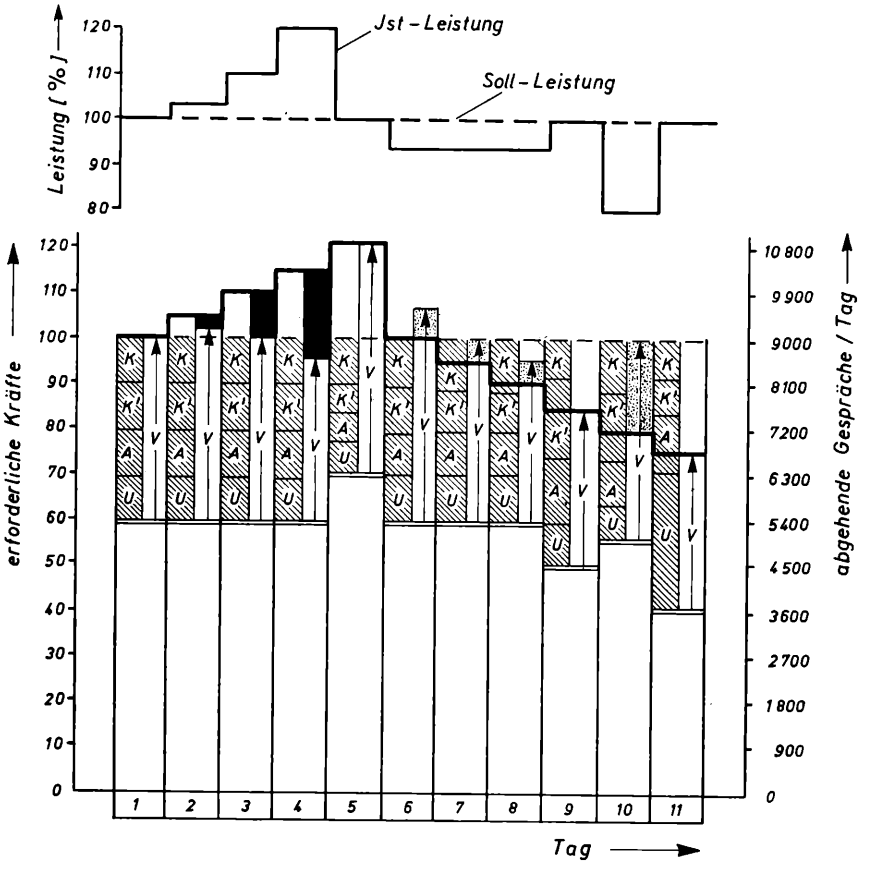


Bild 19. Beispiel einer Tagesübersicht für den Personaleinsatz

rechten Bezifferung einzutragen (stark ausgezogene Treppenkurve) und links den zugehörigen Personalbedarf abzulesen. Für die einzelnen Tage gilt:

T a g 1: Die Anzahl der erforderlichen Kräfte stimmt mit dem im LN 19 nachgewiesenen Personalbedarf überein. Von den zugewiesenen 100 Dienstposten und Aushilfen sind 40 durch Attestkrankheit (K), Tageskrankheit (K'), Abordnung (A) und Urlaub (U) ausgefallen. Die bereitgestellten Vertreter (V) reichen gerade aus, um die Ausfälle auszugleichen.

T a g 2: Der Personalbedarf ist auf 105 Kräfte angestiegen. Obwohl zwei Vertreter mehr eingesetzt, als Ausfälle vorhanden sind, fehlen noch drei Aushilfen. Eine klare Personalbuchführung erfordert, daß die zwei überzähligen Vertreter ihrem Einsatz entsprechend als Aushilfen gebucht werden.

T a g 3: Das „Soll" liegt zehn Kräfte über dem „Ist"; die Vertreter reichen gerade aus; zehn Aushilfen sind zusätzlich erforderlich.

T a g 4: 5 Vertreter und 15 Aushilfen fehlen.

T a g 5: „Soll" und „Ist" stimmen überein; 20 Vertreter müssen als Aushilfen gebucht werden.

T a g 6: 5 Vertreter sind zuviel eingesetzt.

T a g 7: 5 Aushilfen sind zuviel eingesetzt.

T a g 8: 5 Aushilfen sind zuviel eingesetzt und 5 Aushilfen müssen als Vertreter gebucht werden.

T a g 9: „Soll" und „Ist" stimmen überein; 15 Aushilfen müssen als Vertreter gebucht werden.

T a g 10: 20 Aushilfen sind zuviel eingesetzt.

T a g 11: „Soll" und „Ist" stimmen überein; 25 Aushilfen müssen als Vertreter gebucht werden.

2) Abweichungen des „Ist" vom „Soll" sind unvermeidbar, da weder Neuerkrankungen noch überraschende Änderungen des Verkehrsangebots vorausgesehen werden können. Man muß sich damit abfinden, daß die „Ist-

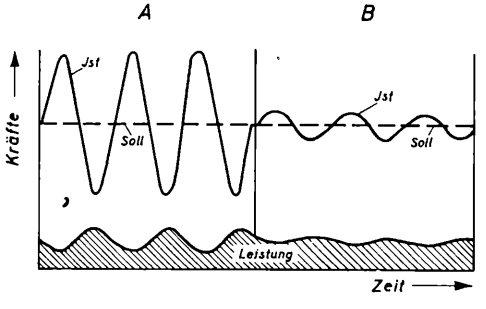


Bild 20. Personaleinsatz und Leistungsschwankungen

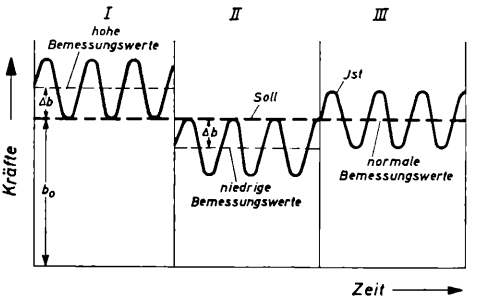


Bild 21. Personaleinsatz und Bemessungswerte

Kurve" um das „Soll" herumpendelt. Allerdings hängt der Umfang des Pendelns von der Sorgfalt ab, mit der der Personaleinsatz täglich vorbereitet wird. In Bild 20 ist der Personaleinsatz für ein Amt A und ein Amt B dargestellt. Die starken Abweichungen des „Ist" vom „Soll" führen im Amt A zu Leistungsschwankungen, die nicht mehr mit den Arbeitsbedingungen für die Bemessungswerte vereinbar sind; hier sind Zuschläge zu den Bemessungswerten unerläßlich. Anders im Amt B: durch geschickte Urlaubsplanung, dauerndes Beobachten der Verkehrsentwicklung und rechtzeitiges Bereitstellen von Aushilfen und Vertretern weicht die von den Schrankkräften geforderte tägliche Durchschnittsleistung nur wenig von der Regelleistung ab.

3) Nach Bild 21 gibt es drei grundsätzliche Arten, wie „Ist" und „Soll" zueinander liegen können: (I) der Durchschnittswert der „Ist-Kurve" liegt

oberhalb vom „Soll"; (II) der Durchschnittswert der „Ist-Kurve" liegt unterhalb vom „Soll"; (III) der Durchschnittswert der „Ist-Kurve" fällt mit dem „Soll" zusammen. Fall I kommt unmittelbar einem Heraufsetzen, Fall II einem Herabsetzen der Bemessungswerte gleich: nur ein Kurvenverlauf nach III ist mit einer sinnvollen Bemessungspolitik vereinbar. Dieser Tatsache kann gar nicht genug Aufmerksamkeit geschenkt werden.

B. Vorausschauende Planung

1) Durch die vorausschauende Planung des Personaleinsatzes soll der Gesamtbedarf an Kräften (Dienstposten, Aushilfen, Dauervertreterposten, sonstige Vertreter) über möglichst lange Zeitabschnitte konstant gehalten werden. Hiermit sind folgende Vorteile verbunden: die Zuständigkeit der Ämter für die personalwirtschaftliche Seite der Personalpolitik wird ausgedehnt; der Umfang der Verwaltungsarbeit in den Ämtern und Oberpostdirektionen wird verringert; die Übersicht über die personalwirtschaftliche Situation wird erhöht.

2) Allgemein kann vorausgesetzt werden, daß für zwei aufeinanderfolgende Jahre die Verkehrsentwicklung und der Krankenstand in ihren Grundzügen gleichbleiben. Die Planung geht daher von der letzten Jahresverkehrsübersicht und dem zugehörigen Nachweis der Krankentage aus. Hierbei werden die natürliche Verkehrszunahme und die im kommenden Jahr zu erwartenden Verkehrsumschichtungen — z. B. durch Automatisierung des Überweisungsbereiches oder Einrichten neuer Selbstwählferndienstbeziehungen — berücksichtigt. Das Ergebnis ist eine vorausschauende Jahresverkehrsübersicht, welche die wahrscheinliche Verkehrsentwicklung spiegelt, und eine Übersicht über den im kommenden Jahr zu erwartenden Krankenstand. Hierauf aufbauend wird der Urlaub für das kommende Jahr — soweit nicht soziale Gründe entgegenstehen — so festgelegt, daß der Gesamtbedarf an Kräften sich möglichst wenig ändert. Wenn ein Abgang von Kräften durch Kündigung usw. vorauszusehen ist, muß auch dies berücksichtigt werden.

3) Bild 22 zeigt ein Beispiel für eine vorausschauende Planung des Personaleinsatzes. Die im November des Vorjahres zugewiesenen Dienstposten

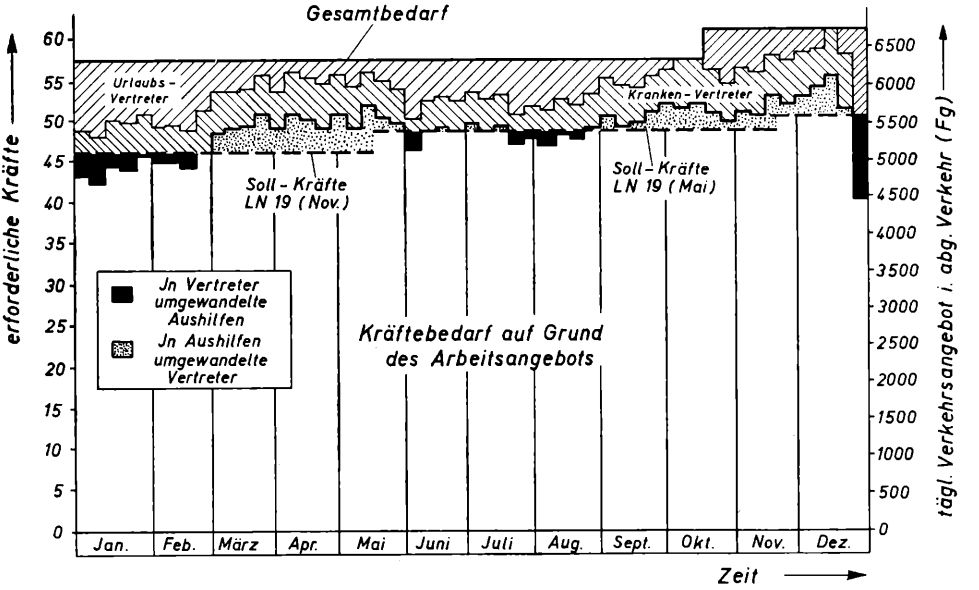


Bild 22. Beispiel für eine vorausschauende Planung des Personaleinsatzes

und Aushilfen (Soll-Kräfte LN 19 (Nov.)) werden im Januar nicht mehr voll benötigt, da der Verkehr gegenüber November abgesunken ist. Ein Teil der Aushilfen wird daher in Vertreter umgewandelt. Im März ist der Verkehr wieder soweit angestiegen, daß bisher als Vertreter eingesetzte Kräfte als Aushilfen benötigt werden. Wenn die Anzahl der zur Verfügung stehenden Vertreter steigt, werden mehr Kräfte auf Urlaub geschickt, und umgekehrt.

VI. Anwendungsgebiete der Bemessungswerte

Die Lösung organisatorischer Fragen, das Offenlegen betriebswirtschaftlicher Zusammenhänge und die technische Planung des Ferndienstes setzen eindeutig festgelegte Bemessungswerte voraus. Ohne diese Grundlage würden derartige Überlegungen in das Gebiet grober und unzuverlässiger Schätzungen abgleiten. An drei Beispielen soll ein erster Einblick in diesen Anwendungsbereich gegeben werden.

A. Fernamts-Betriebsdiagramm

1) Das Betriebsdiagramm zeigt, wie die Betriebsweise eines Fernamtes von der Größe des Verkehrsangebots bestimmt wird. Die Form des Betriebsdiagrammes hängt ab vom Ausbaustand des Fern- und Überweisungsleitungsnetzes, von der Anzahl der in Betrieb befindlichen Fernplätze und von der

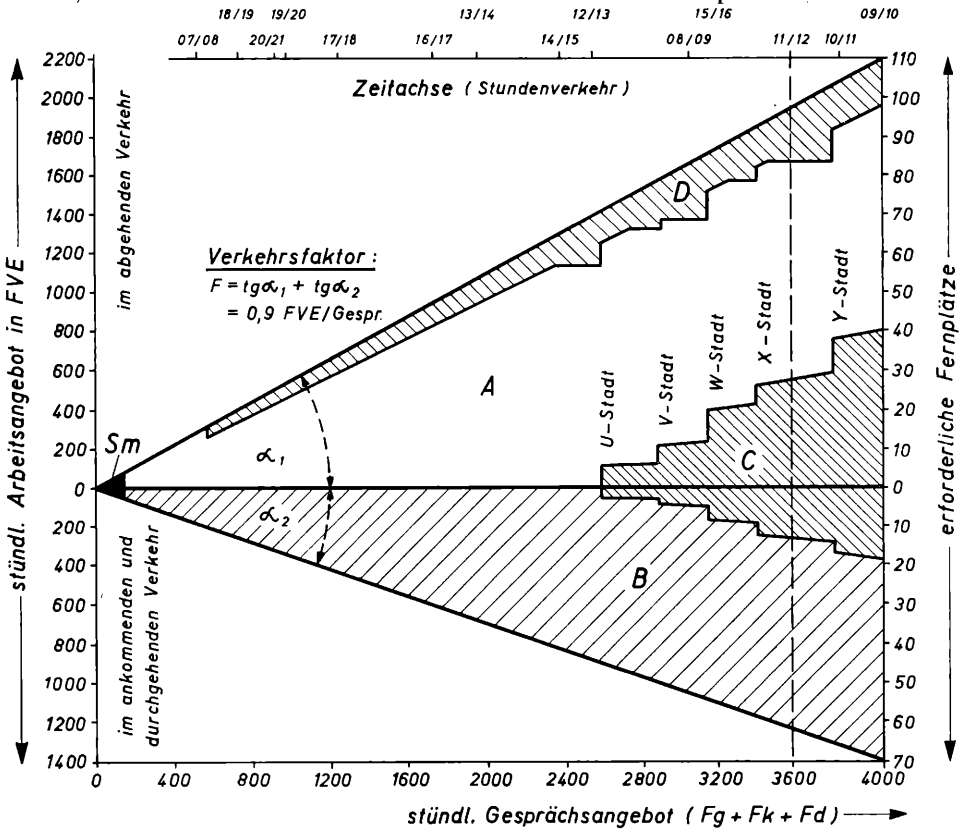


Bild 23. Beispiel für das Betriebsdiagramm eines Fernamtes

Struktur des Arbeitsangebots. Mit Hilfe des Betriebsdiagrammes kann u. a. die vom Fernamt erreichbare Verkehrsgüte und — wenn z. B. beabsichtigt ist, das Fernleitungsnetz zu verändern — die künftig zweckmäßigste Betriebsweise ermittelt werden.

2) Bild 23 zeigt ein Beispiel für ein Betriebsdiagramm. In der Stunde von 1100 bis 1200 Uhr (Zeitachse) beträgt das stündliche Gesprächsangebot 3600 Gespräche, das zugehörige stündliche Arbeitsangebot im abgehenden Verkehr 1985 und im ankommenden und durchgehenden Verkehr 1255 FVE. Wenn die Regelleistung von 20 FVE/Std. eingehalten werden soll, müssen 99 Fernplätze für den abgehenden und 63 für den ankommenden und durchgehenden Verkehr eingesetzt werden. Eine ordnungsmäßige Betriebsweise erfordert 15 D-, 57 A-, 41 C- und 49 B-Plätze. Die C-Plätze werden für die Verkehrsbeziehungen U-Stadt, V-Stadt, W-Stadt und X-Stadt eingesetzt.

B. Entwicklungsübersichten

1) Im handbedienten Ferndienst kann heute nicht mehr wie früher damit gerechnet werden, daß sich der Verkehr stetig entwickelt. Der ständig zunehmende Ausbau des Selbstwählferndienstes führt dazu, daß das Gesprächsangebot im handbedienten Verkehr sprunghaft kleiner wird. Dies erschwert die personalwirtschaftliche Planung: unbillige Härten für das Personal und ein unwirtschaftlicher Personalüberhang lassen sich nur vermeiden, wenn für einen längeren Zeitabschnitt im voraus festliegt, wie sich der Personalbedarf entwickeln wird. Auch die Erweiterung oder der Umbau von

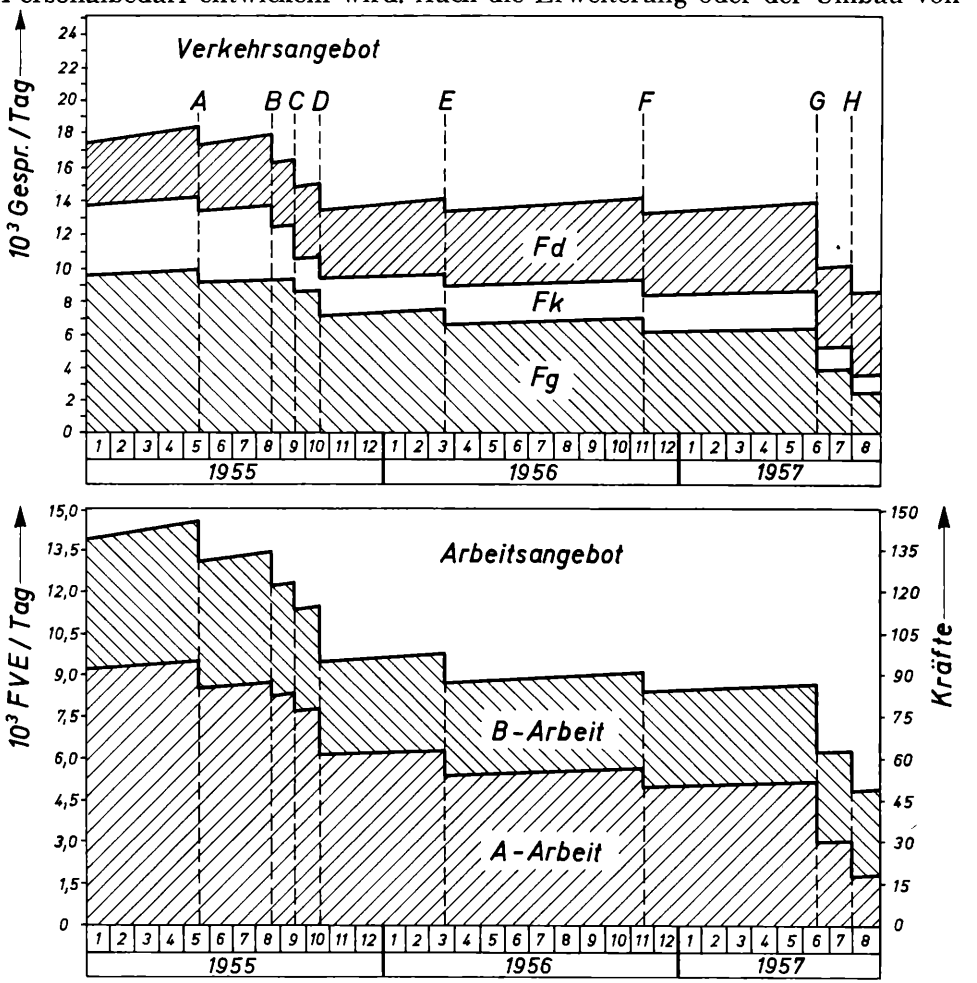
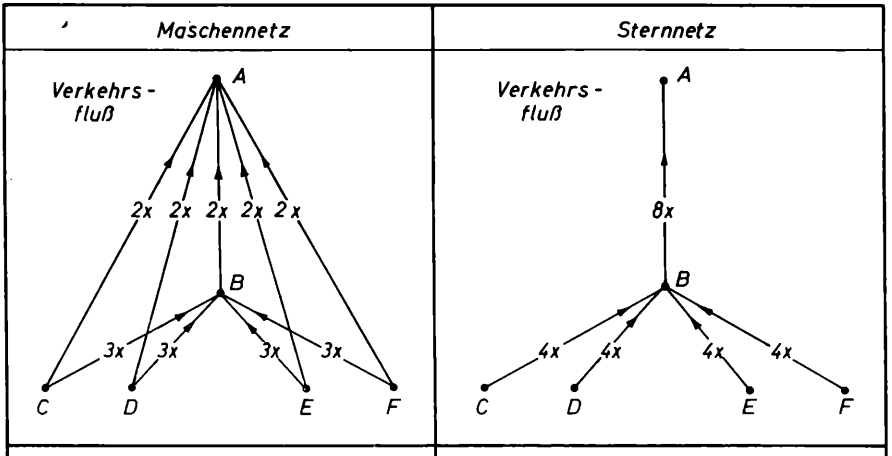


Bild 24. Beispiel für die Entwicklungsübersicht eines Fernamtes

Fernämtern erfordern eine klare Übersicht darüber, wie sich das Arbeitsangebot innerhalb des Planungszeitraumes ändert; sonst läuft man z. B. Gefahr, daß für dasselbe Verkehrsangebot sowohl Wähleramts- als auch Fernamtseinrichtungen bereitgestellt werden.

2) Für das Festlegen der Personalpolitik und das Planen von Fernämtern werden Entwicklungsübersichten aufgestellt, die jeweils den innerhalb der nächsten 2½ Jahre für ein Fernamt zu erwartenden Abbau des



Vermittlungsarbeit

Amt	bez. Arbeit
A	3,0
B	5,2
C	4,0
D	4,0
E	4,0
F	4,0
Σ	24,2

Vermittlungsarbeit

Amt	bez. Arbeit
A	3,0
B	8,6
C	3,9
D	3,9
E	3,9
F	3,9
Σ	27,2

Bild 25. Beispiel für die mit einer Netzumbildung verbundene Verlagerung der Vermittlungsarbeit

handbedienten Verkehrs spiegeln. Eine Entwicklungsübersicht besteht aus zwei Teilen. Teil I zeigt, wie sich das Gesprächsangebot, Teil II, wie sich das Arbeitsangebot ändert. Für das Beispiel in Bild 24 gilt: durch die Bauvorhaben A ... H wird das Gesprächsangebot für das Fernamt von 17 400 (Januar 1955) auf 8300 Gespräche/Tag (August 1957) herabgedrückt; das zugehörige Arbeitsangebot sinkt von 14 000 auf 4700 FVE/Tag, der Personalbedarf von 140 auf 50 Kräfte.

C. Netzgestaltung

1) Für den früher üblichen Speicherdienst war ein Maschen-, für den heutigen Sofortdienst ist ein Sternnetz wirtschaftlicher. Trotzdem ist das Fernleitungsnetz heute in einigen Gebieten noch erheblich vermascht. Dies liegt u. a. daran, daß beim Umbau in ein sternförmiges Netz die Vermittlungsarbeit etwas zunimmt und gleichzeitig mehr in die Verteil- und Durch-

gangsfernämter verlagert wird. Wenn diese Ämter keine zusätzliche Vermittlungsarbeit mehr aufnehmen können, muß die Netzumbildung zurückgestellt werden. Die Aufnahmefähigkeit der Fernämter und die Verteilung der Vermittlungsarbeit wird mit Hilfe der Bemessungswerte berechnet.

2) Bild 25 zeigt an einem Beispiel, wie sich die Verhältnisse bei Übergang vom Maschen- zum Sternnetz ändern: durch die größere Bündelung verringert sich der Leitungbedarf; die Vermittlungsarbeit erhöht sich im Durchgangsamt zwar von 5,2 auf 8,6, bleibt aber im ganzen fast gleich (24,2 : 27,2).

VII. Zusammenfassung

Der Ablauf der Personalbemessung vollzieht sich in drei Stufen: Leistungszählung, Dienstplangestaltung und Personalbedarfsfeststellung. Durch zahlreiche Regelgrößen wird die Personalbemessung den zeitlich und von Amt zu Amt wechselnden Arbeitsbedingungen so angepaßt, daß die von den Schrankkräften verlangte Soll-Leistung in allen Fernämtern gleich ist.

Das Kernstück der Personalbemessung sind 58 Bemessungswerte für die verschiedenen im Vermittlungsdienst vorkommenden Tätigkeiten. Die Bemessungswerte sind auf eingehende Untersuchungen über die Streubreite des gemessenen Zeitbedarfs und über den Leistungsgrad, mit dem die Schrankkräfte arbeiten, aufgebaut. Die Aufteilung der Arbeitszeit in Werk- und Verlustzeit ist bestimmend für die Wirtschaftlichkeit und Verkehrsgüte des Ferndienstes.

Der Personaleinsatz muß sorgfältig geplant werden, wenn die Ist-Leistung der Schrankkräfte mit der errechneten Soll-Leistung übereinstimmen soll.

Der Einfluß der Bemessungswerte reicht weit in das Gebiet der betrieblichen und technischen Planung hinein.

Summary

The calculation of personnel is conducted in 3 phases: Efficiency count, duty roster policy and personnel requirements. The personnel calculation is adjusted by numerous basic calculating factors, derived from the changing working conditions of the various exchanges depending also on the time, in order, that the performance requirement of the operators is equal at all trunk exchanges. The essence of personnel calculation consists of 58 calculating factors based on the various activities occuring in the long distance exchanges. The calculation values are based on thorough experiments, pertaining to variance of time requirements and to the efficiency of the operators. The separation of the operating time in productive and non productive time is determining for the economic operation and quality of the trunk service. The personnel policy must be planned carefully if the actual performance is to coincide with the calculated performance of the operators. The influence of personnel calculation reaches deeply into the sphere of operating and technical planning.

Résumé

Le calcul du personnel est conduit en trois phases: Compte d'efficacité, développement des tableaux de service et détermination du personnel nécessaire. Le calcul du personnel est proportionné aux conditions de travail changeant d'heurs en heure et de bureau en bureau d'une manière que le rendement nominatif demandé des manipulants est le même dans tous les bureaux interurbains.

L'essence du calcul du personnel sont 58 valeurs de calcul par les activités dans le service téléphonique. Les valeurs de calcul sont fondés sur des recherches détaillés relatif à la largeur de dispersion du besoin mésuré de temps et à la capacité productive des manipulants. La division du temps de travail en temps productive et en temps non productive est décisive par l'économie et la qualité du service. Il faut que l'emploi du personnel soit projeté soigneusement afin d'obtenir la conformité du rendement effectif des manipulants avec le rendement nominatif calculé. Le champ des projets de service et de technique est influencé dans une grande mesure par les valeurs de calcul.

VIII. Schrifttum

1. E. Deklotz und A. Jordt, Tagesverkehrsübersicht im handvermittelten Ferndienst. Unterrichtsblätter der Deutschen Bundespost, Ausgabe B, Fernmeldewesen, Nr. 23/24, 1951.
2. Deutsche Bundespost, Vorschriften für die Aufstellung von Dienst- und Besetzungsplänen im Fern-, Schnell- und Ortsdienst, 1951.
3. Deutsche Bundespost, Vorschriften für die Ausführung von Leistungszählungen im Ferndienst, 1952.
4. K. Wenzlau und E. Deklotz, Arbeitsgrundlagen für die Betriebsführung im Ferndienst, Fernmelde-Ingenieur, 7. Jahrgang, 1953, Heft 2.
5. A. Jordt, Dienstplangestaltung im Ferndienst, Unterrichtsblätter der Deutschen Bundespost, Ausgabe B, Fernmeldewesen, 7. Jahrgang, 1954, Nr. 7/8.
6. Das Refabuch, Bd. 2 (Zeitvorgabe), Verlag Carl Hanser, München, 1954.
7. A. Jordt, Die Entwicklung der Personalbemessung im handbedienten Ferndienst, Zeitschrift für das Post- und Fernmeldewesen, 6. Jahrgang, 1954, Nr. 20.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 10, OKTOBER 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über die azimutalen Schwankungen des Einfallswinkels bei Kurzwellenübertragungswegen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt und dem Funkamt Frankfurt a. M.

Von **W. Kronjäger** und **K. Vogt**

Mit 2 Bildern

DK 621.396.1

In der vorliegenden Arbeit wird das Problem der Großkreisabweichungen bei der Kurzwellenübertragung auf große Entfernungen behandelt. Nach einer statistischen Methode werden Messungen an südamerikanischen und Fernoststationen mit zwei Richtantennen bei geringem Azimutunterschied der Hauptrichtungen durchgeführt und daraus der Medianwert des Azimuts und die Streuwerte abgeleitet.

The great circle deviations on short wave radio links over large distances are discussed. Field strength measurements on radio links to South America and East Asia performed on a statistical basis with the aid of two beam aerials with small difference give the median values and the deviations of the azimuth.

L'exposé suivant traite le problème de la déviation latérale du trajet le long du grand cercle en cas de la transmission à ondes courtes à grandes distances. Selon une méthode statistique avec deux antennes directrices d'une différence azimutale minime des directions principales sont exécutées des mesures avec des stations de l'Amérique méridionale et de l'Extrême Orient et en déduites la valeur médiane de l'azimut et les valeurs de dispersion.

I. Einleitung

Zu dem Problem der Großkreisabweichungen oder der Antennenrichtwirkung bei Kurzwellen auf große Entfernungen sind nur wenige experimentelle Arbeiten bekanntgeworden [1 bis 5], zusammenfassende Darstellung s. a. [6, 7]. Liegen die beobachteten Sender außerhalb der toten Zone, ist also die beobachtete Frequenz kleiner als die obere Grenzfrequenz (MUF) für die entsprechende Entfernung, Richtung und Tageszeit, so betragen die Streuungen der Peilwerte etwa $\pm 5^0$. Für die Funklinie Europa—Nordamerika wurden auch konstante Abweichungen vom Großkreis gemessen.

Theoretisch ergeben sich eine Reihe von möglichen Ursachen, die zu einer azimutalen Schwankung des Einfallswinkels oder auch zu einer Verbreiterung und Verschiebung des Antennenrichtdiagramms in großen Entfernungen führen können. Die Hauptstörquellen seien hier kurz zusammengestellt:

1. Verschiedene Ausbreitungsbedingungen für das räumliche Richtdiagramm einer Antenne bei verschiedenen Abstrahlwinkeln,
2. Schräglage der ionosphärischen Schichten zu den Zeiten des Sonnenauf- und -unterganges,
3. Horizontaler Gradient des Absorptionskoeffizienten am Rande der Nordlichtzone,
4. Strahlstreuung an den ionosphärischen Schichten und am Erdboden.

Die in einem früheren Zeitabschnitt (16. 2. bis 27. 2. 1953) durchgeführten Messungen der Antennenrichtwirkung auf große Entfernungen seien hier kurz mitgeteilt. In Zusammenarbeit mit dem Central Radio Propagation Laboratory des National Bureau of Standards wurde bei dem Versuchssender Sterling (Virginia — USA) mit drehbarer Richtantenne (Doppel-Yagi-Antenne mit vertikalen Elementen), Frequenz 13 700 kHz, die azimutale Verteilung der abgestrahlten Leistung auf der Übersee-Funkempfangsstelle Eschborn der Deutschen Bundespost gemessen und mit dem in geringem Abstand von der Sendeantenne ermittelten Diagramm verglichen. Die Untersuchung erbrachte das folgende Ergebnis:

In den Zeiten normaler Übertragungsbedingungen sind bei der beobachteten Übertragungsstrecke Sterling—Eschborn (Sendeazimut 48,3° rwN, Entfernung 6500 km) die Horizontaldiagramme für kleine und große Entfernungen in Übereinstimmung. Beim Überschreiten der oberen Grenzfrequenz ist eine Verschiebung des Maximums des Richtdiagramms der Sendeantenne von 50^0 auf 60^0 rwN angedeutet (südliche Abweichung) [8]. Durch die Halbwertsbreite des verwendeten Diagramms von $\pm 25^0$ und die schrittweise Drehung der Sendeantenne von 10^0 zu 10^0 war die Meßgenauigkeit des Horizontalwinkels auf $\pm 10^0$ begrenzt.

Für die Fortführung des Studiums der Antennenrichtwirkung bzw. der Großkreisabweichungen des Einfallswinkels auf Kurzwellenübertragungswegen wird eine Meßeinrichtung gewählt, die von einem besonderen Versuchssender unabhängig ist und damit die Beobachtungen an kommerziellen Sendern zuläßt. Aus den Messungen werden nicht die täglichen zeitlichen Änderungen der Strahlschwankungen abgeleitet, sondern der Streuwert des Horizontalwinkels und eine konstante Auslenkung aus der Großkreisebene über einen größeren Beobachtungszeitraum angegeben. Für die Dimensionierung einer Antennenanlage sind diese statistischen Parameter von besonderem Interesse.

II. Meßanordnung

Die Anordnung verwendet zwei gleiche Richtantennen mit einem bestimmten azimutalen Unterschied der Hauptrichtungen nahe der Sollrichtung des zu beobachtenden Senders. Gemessen werden die Medianwerte der in den Antennen induzierten Spannungen über Verstärker und Häufigkeitszähler (Bild 1). Der Unterschied dieser Medianwerte ist eine Funktion des horizontalen Einfallswinkels der Welle. Die Differenzwerte werden über die theoretischen Kennlinien der verwendeten Richtantennen in azimutale Winkelbeträge umgerechnet. Aus einer großen Zahl von Messungen ergibt sich dann die Häufigkeitsverteilung der azimutalen Schwankungen der einfallenden Welle, aus der sich eine mittlere konstante Abweichung aus der Großkreisebene und die Winkelstreuung entnehmen läßt.

Für die Untersuchungen standen bei der Übersee-Funkempfangsstelle Eschborn Rhombusantennen mit den folgenden Abmessungen zur Verfügung:

Seitenlänge 115 m, Höhe über Erde 19 m, halber stumpfer Winkel 75^0.

Der günstigste azimutale Richtungsunterschied der beiden Meßantennen ist durch die Genauigkeit der Meßanordnung (± 1 db) und den zu untersuchenden Frequenzbereich (Horizontaldiagramm) bestimmt. Bei 8^0 bis 10^0 Azimutunterschied der Hauptempfangsrichtungen der Rhombusantennen wird eine horizontale

Strahlschwankung von 1° bei 15 MHz einen Unterschied der beiden Meßspannungen von etwa 1 db, bei 20 MHz von etwa 2 db ergeben. Kleinere Azimutunterschiede von etwa 4° ergeben bei 15 MHz nur 0,4 db Spannungsunterschied. Bei größeren Azimutunterschieden der Meßantennen wird das Ergebnis durch die Nullstellen der Horizontaldiagramme nicht mehr eindeutig. Aus diesem Grunde wurden für die Untersuchungen zwei Rhombusantennen mit einer azimutalen Abweichung von 9° benutzt. Die Hauptazimute dieser Antennen sind 222° und 231°. Durch die doppelte Einspeisung der Antennenenden sind diese Antennen auch für die Azimutwerte 42° und 51° verwendbar (Bild 1, Antennen *A* und *B*). Diese räumliche Lage der Richtantennen gestattet die Messung der azimutalen Winkelschwankung an den Funkstrecken Tanger und Südamerika einerseits und Fernost andererseits im Frequenzbereich von etwa 15 bis 20 MHz.

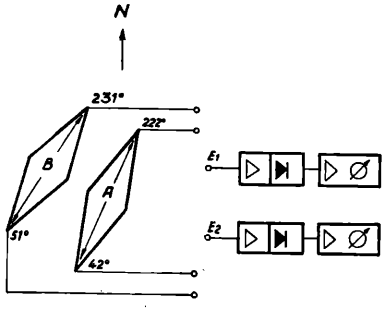


Bild 1. Meßanordnung
A, *B*: Empfangsantennen (Rhombusantennen)
E_1, E_2: Empfangskanäle

Die Voraussetzungen für die richtige Arbeitsweise der Meßanordnung sind:

a) Kenntnis des horizontalen Richtdiagramms der Rhombusantennen,
b) Übereinstimmung der Richtdiagramme beider Meßantennen hinsichtlich Richtverteilung und Spannungswert.

Zu a) Das horizontale Richtdiagramm der Rhombusantenne für die Meßfrequenz wurde für den optimalen vertikalen Einfallswinkel (bei 13,4 MHz 17°, bei 15 MHz 15° und bei 20 MHz 10°; diese Einfallswinkel entsprechen etwa den in diesem Frequenzbereich zu erwartenden Winkeln) nach den Unterlagen von *Harper* [9] berechnet. Für horizontale Polarisation stimmen die theoretischen Werte des ersten Maximums gut mit den gemessenen Werten überein, wie in früheren Untersuchungen mit Hilfe von Meßflugzeugen gezeigt werden konnte. Da eine Rhombusantenne außerhalb der Hauptrichtung sowohl den horizontal als auch den vertikal polarisierten Anteil einer Welle aufnimmt, mußte bei der Berechnung des Horizontaldiagramms der Anteil D_H für horizontale Polarisation und der Anteil D_V für vertikale Polarisation berücksichtigt werden. Während des größten Teiles der Beobachtungszeit wird für die untersuchten Übertragungslinien die Polarisationsphase der einfallenden Welle willkürlich sein [10], so daß sich der wahrscheinlichste Wert für die resultierende Verteilung aus der folgenden Beziehung ergibt:

$$D = \sqrt{D_V^2 + D_H^2}.$$

Bei den Berechnungen wurde der Erdboden als vollkommen leitend angenommen. Der sich gegen den wirklichen Fall endlicher Bodenleitfähigkeit ergebende Fehler ist in dem untersuchten Frequenzbereich gering.

Zu b) Die Übereinstimmung der Richtdiagramme zweier Rhombusantennen gleicher Bauart war in besonderen Versuchsreihen hinreichend überprüft worden. Die Abweichung betrug höchstens ± 2 db.

Bei der Messung werden die Antennen *A* und *B* mit den Empfangsazimuten 42° und 51° oder 222° und 231° an die Empfangsanlagen E_1 und E_2 angeschlossen (Bild 1). Für den Beobachtungszeitraum von 15 min werden die beiden Medianwerte der Eingangsspannungen bestimmt und unter Kenntnis der Dämpfungen der Empfangskabel auf die Antennenklemmen bezogen. Da zur Berücksichtigung langzeitlicher Feldschwankungen keine Bezugsantenne mit horizontalem Richtdiagramm zur Verfügung stand, wurden nicht die reduzierten Differenzspannungen beider Empfangsanlagen in µV, sondern die Differenz der in db ausgedrückten Spannungswerte für jede Meßperiode eingetragen. Mit Hilfe der gerechneten Differenzwerte aus den beiden Richtdiagrammen bei der gewählten Versuchsanordnung lassen sich für diese Meßwerte die Winkelwerte angeben. Aus der Gesamtzahl der Messungen ergeben sich dann für die untersuchten Funklinien die Häufigkeitsverteilungen der Großkreisschwankungen.

Schwankungen des vertikalen Einfallswinkels werden die Messungen dann wenig beeinflussen (Differenzmessung bei zwei gleichen Richtantennen), wenn die Beobachtungszeiten so gewählt werden, daß die Meßfrequenzen innerhalb des Übertragungsfrequenzbereiches liegen. Die im folgenden mitgeteilten Ergebnisse wurden nur mit Frequenzen unterhalb der oberen Grenzfrequenz erhalten (siehe weiter unten). In diesem Bereich besitzt die einfallende Welle eine hinreichend ebene Phasenfront, so daß die vorausgesetzten Richteigenschaften der Meßantennen wirklich vorhanden sind. Bei Berücksichtigung aller Unsicherheitsfaktoren dieser Meßmethode beträgt die Genauigkeit der horizontalen Winkelmessung im Mittel ± 1°.

III. Meßergebnisse

In dem Zeitraum von Juni bis Dezember 1954 wurden an einigen Telephonie- und Telegraphiesendern in Richtung Südamerika und Fernost Messungen zur Ermittlung der azimutalen Schwankungen des Einfallswinkels durchgeführt. Die Tafel 1 enthält die untersuchten Stationen mit den Angaben der Lage, der Entfernung und des rechtweisenden Azimuts bezogen auf Eschborn bei Frankfurt am Main. Die Senderichtantennen haben nach ihrer geometrischen Aufstellung entweder das genaue Azimut Frankfurt am Main oder nur Abweichungen dagegen von 1° bis 2°.

In der Tafel 2 sind der Beobachtungszeitraum mit der durchschnittlichen täglichen Beobachtungszeit, die Meßfrequenzen und die Betriebsart der Sender eingetragen. Für jede Funklinie wurden über 100 Einzelmessungen durchgeführt. In der Tafel 3 sind für die einzelnen Übertragungswege der Gesamtmedianwert F_M der Feldstärke (in db über 1 µV/m) aus dem Kollektiv der Einzelmedianwerte F_m der 15-min-Beobachtungen, die

Tafel 1.

Sendestation	Lage	Entfernung km	Azimut rwN
Tanger	35° 38,5′ N 5° 55′ W	2 000	221,5
Rio de Janeiro ...	22° 57′ S 43° 13′ W	9 600	226,5
Buenos Aires	34° 45′ S 58° 31′ W	11 500	231,0
Osaka Kawachi ..	34° 31′ N 135° 33′ O	9 250	41,6
Tokio Nazaki	36° 11′ N 139° 51′ O	9 300	37,7

Lage der Empfangsstation Eschborn: 50° 8′ N
8° 33′ O

Tafel 2.

Sendestation	Beobachtungszeitraum	Beobachtungszeit in MEZ täglich	Frequenz kHz	Betriebsart
Tanger	15. 9.—16.10.54	1000—1600	13405 14573,5	F 1
Rio de Janeiro	1. 9.— 6.10.54	1100—1600	20750	A 3 b
Buenos Aires .	3. 6.— 7.10.54	1200—1600	19400	A 3 b
Osaka Kawachi	2.11.—20.12.54	0900—1400	13875	F 1
Tokio Nazaki .	28.10.—15.12.54	0800—1000	14730	A 3

Tafel 3.

Sendestation	F_M db	σ_F db	σ_M db	σ_σ db
Tanger	+ 31	11	7,2	1,2
Rio de Janeiro .	— 2	14	7,1	1,5
Buenos Aires ...	— 15	11	7,2	1,9
Osaka Kawachi	— 6	17	5,8	1,3
Tokio Nazaki ..	+ 6	10	5,6	1,2

(Bei den A 3 b-Stationen bezieht sich der F_M-Wert auf den Restträger.)

10 %-Streuung σ_F der Medianwerte F_m, der Gesamtmedianwert σ_M der Streuungen der Einzelmessungen σ, sowie die Streuung σ_σ des Kollektivs der σ-Werte, jeweils über den Beobachtungszeitraum, eingetragen.

Die Übereinstimmung mit den bereits früher mitgeteilten statistischen Parametern für den Kurzwellenschwund [11, 12] ist recht gut. Der Medianwert σ_M liegt zwischen 6 und 7 db, die Streuung σ_F etwa bei 15 db.

Die Summenhäufigkeit der azimutalen Winkelschwankungen ist für die untersuchten Funklinien in Bild 2 a—e dargestellt. Da in dem verwendeten Wahrscheinlichkeitsnetz die Mittelkurve durch die Meßpunkte eine Gerade ergibt, werden die Großkreisabweichungen durch eine Gauß-Verteilung wiedergegeben. Die Tafel 4 gibt die Übersicht über die beobachteten Medianwerte β_M des Azimuts, d. i. der horizontale Einfallswinkel, der in 50 % der Beobachtungsfälle erreicht wird, und die 10 %- und 1 %-Streuwerte, σ (10) und σ (1), des Horizontalwinkels. Der 10 %-Streuwert des Horizontalwinkels ist die Differenz zwischem dem 90 %- bzw. 10 %-Wert und dem Medianwert. Der 1 %-Streuwert ist definiert durch die Differenz zwischen dem 99 %- bzw. 1 %-Wert und dem Medianwert.

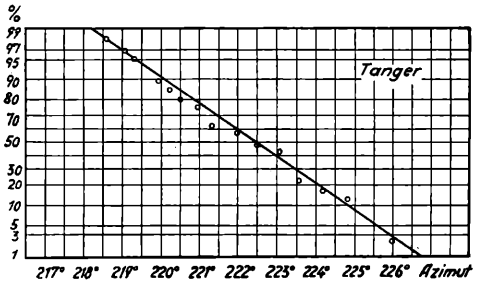


Bild 2a

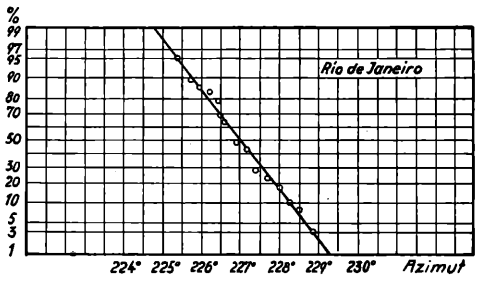


Bild 2b

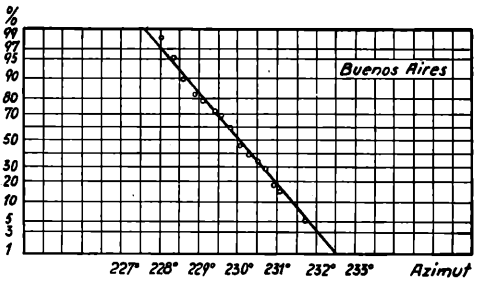


Bild 2c

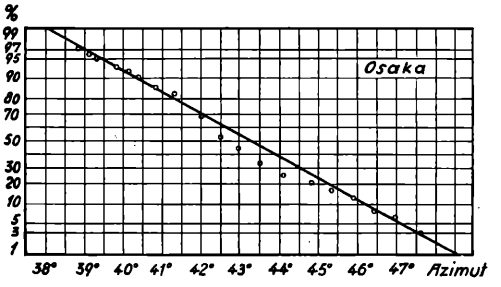


Bild 2d

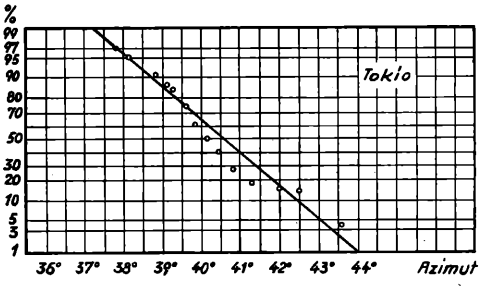


Bild 2e

Bild 2 a—e. Summenhäufigkeit der Großkreisabweichungen der Kurzwellenübertragungswege:
a) Tanger 13 405/14 573,5 kHz,
b) Rio de Janeiro 20 750 kHz,
c) Buenos Aires 19 400 kHz,
d) Osaka Kawachi 13 875 kHz und
e) Tokio Nazaki 14 730 kHz.

Tafel 4.

Sendestation	β_M rwN	σ (10) in Grad	σ (1) in Grad	$\Delta\beta$ in Grad
Tanger	222,5	2,4	4,3	+ 1,0
Rio de Janeiro .	227,0	1,3	2,3	+ 0,5
Buenos Aires ..	230,1	1,4	2,5	— 0,9
Osaka Kawachi	43,3	3,0	5,3	+ 1,7
Tokio Nazaki ..	40,6	1,9	3,4	+ 2,9

$\Delta\beta$ ist die Differenz zwischen dem gemessenen und gerechneten Azimut für die betreffende Funklinie. Die Abweichung ist positiv, wenn der gemessene Azimutwert größer ist als der gerechnete Wert (Winkelzählung jeweils im Uhrzeigersinn).

Die Abweichungen zwischen dem gemessenen mittleren Azimut und dem gerechneten Sollwert liegen für die Funklinien Tanger, Rio de Janeiro und Buenos Aires innerhalb der angegebenen Meßgenauigkeit von $\pm 1^0$. Für die Fernostlinien Osaka und Tokio ergeben sich $+ 1{,}7^0$ bzw. $+ 2{,}9^0$ südliche Abweichung durch den polnahen Verlauf dieser Funklinien. Die azimutalen Winkelschwankungen (Streuwerte) der untersuchten Übertragungslinien betragen in 80 % der Beobachtungsfälle $\pm 1{,}3^0$ bis $\pm 3{,}0^0$ und in 98 % der Beobachtungsfälle $\pm 2{,}3^0$ bis $\pm 5{,}3^0$. Neben einer Richtungs- und Entfernungsabhängigkeit dieser Streuwerte sind die beobachteten Unterschiede nach Tafel 4 wesentlich durch den Verlauf der oberen Grenzfrequenz (MUF) in bezug auf die Meßfrequenz der betreffenden Funklinie im Bereich der täglichen Beobachtungszeiten (Betriebszeiten der Stationen) bestimmt. Die größten Streuwerte von $\pm 3{,}0^0$ bzw. $\pm 5{,}3^0$ wurden bei der japanischen Station Osaka Kawachi gemessen, bei der gegen Ende der Beobachtungszeit die Meßfrequenz die obere Frequenzgrenze erreichte.

Zur Untersuchung der Frage nach einer Abhängigkeit der Größen β_M und σ (10) von der Übertragungsgüte der beobachteten Funkstrecke wurden die Meßwerte der Funklinie Osaka Kawachi unter Verwendung der *Beckmann*schen relativen Bandkennziffern [13] — diese Kennziffern bezeichnen das Produkt aus der Breite des Übertragungsfrequenzbereiches und der darin auftretenden mittleren Feldstärke in logarithmischem Maß bezogen auf die mittlere Bandkennziffer eines längeren vorhergehenden Zeitraumes — in zwei Kollektive aufgeteilt. Das Kollektiv mit der Bandkennziffer kleiner 1 ist durch mäßiges bis schlechtes Funkwetter gekennzeichnet, das Kollektiv mit der Bandkennziffer 1 oder größer durch gutes Funkwetter. Die Teilkollektive ergeben wieder Gaußsche Verteilungskurven mit den gleichen Streuwerten wie die Gesamtkurve und Abweichungen der Medianwerte gegen den in der Tafel 4 angegebenen Mittelwert von $\pm 0{,}5^0$. Unabhängig von dem augenblicklichen Wert der Großkreisabweichung zeigen die monatlichen Medianwerte des Azimuts keine Abhängigkeit von der Übertragungsgüte.

IV. Zusammenfassung

Das Studium der azimutalen Schwankungen des Einfallswinkels bei der Kurzwellenübertragung auf große Entfernungen mit der statistischen Methode ergab für die untersuchten Funklinien Tanger, Rio de Janeiro, Buenos Aires, Osaka Kawachi und Tokio Nazaki auf den Frequenzen zwischen 13 und 21 MHz als Verteilungsfunktion eine Gauß-Kurve. Die gemessenen Medianwerte der Einfallsrichtungen für die Linien Tanger, Rio de Janeiro und Buenos Aires stimmen mit den gerechneten Großkreiswerten innerhalb der Meßgenauigkeit des Verfahrens überein. Für die polnahen japanischen Funklinien Osaka Kawachi und Tokio Nazaki ergeben sich Großkreisabweichungen von 2^0 bzw. 3^0 südlicher Abweichung.

Die größten Werte der azimutalen Winkelschwankungen bei den untersuchten Übertragungslinien betragen in 80 % der Beobachtungsfälle $\pm 3^0$ und in 98 % der Beobachtungsfälle $\pm 5^0$.

Die Untersuchungen beziehen sich auf Beobachtungszeiten, bei denen die Meßfrequenz unterhalb der oberen Grenzfrequenz (MUF) liegt. Die durch Streustrahlung bedingten großen Richtungsabweichungen werden hier nicht erörtert.

Herrn *R. Silberstein*, Assistent Chief im Ionospheric Research Section des CRPL, National Bureau of Standards Boulder, Colorado, gilt unser besonderer Dank für das Entgegenkommen während der Messungen mit der Drehantenne.

Herrn *F. Leske* danken wir für die sorgfältige Durchführung und Auswertung der Messungen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *T. L. Eckersley*, Scattering, polarisation errors and the accuracy of short wave direction finding. Marconi Rev. 53 (1935), S. 1.

[2] *R. H. Barfield* und *W. Ross*, The measurements of the lateral deviation of radio waves by means of a spaced-loop direction finder. J. Inst. Electr. Engrs. 83 (1938), S. 98.

[3] *P. Kotowski, E. Schüttlöffel* und *G. Vogt*, Kurzwellenanlagen mit steuerbarer Richtcharakteristik und ihre Anwendung zur Messung von Einfallswinkeln. A. E. U. 4 (1950), S. 328.

[4] *E. N. Bramley* und *W. Ross*, Measurements of the direction of arrival of short radio waves reflected at the ionosphere. Proc. Roy. Soc. London (A) 207 (1952), S. 251.

[5] *I. Kasuya*, Some considerations on the measurements of bearing of the incoming short waves (I). Journ. Radio Res. Lab. 1 (1954), S. 29.

[6] *P. Kotowski* und *H. Sobotka*, Drahtloser Überseeverkehr. S. Hirzel Verlag, Leipzig 1950, S. 60.

[7] *B. Beckmann*, Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen. Akad. Verlagsges. Geest u. Portig, Leipzig 1948, S. 248.

[8] Bericht zur CCIR-Frage Nr. 48, London 1953.

[9] *A. E. Harper*, Rhombic antenna design. D. Van Nostrand Comp., New York.

[10] *J. Großkopf* und *K. Vogt*, Polarisationsmessungen im Kurzwellenbereich. Telegr.-, Fernspr.-, Funk- u. Fernseh-Technik 29 (1940), S. 360.

[11] *W. Kronjäger* und *K. Vogt*, Statistische Untersuchungen an Kurzwellenübertragungswegen. FTZ 8 (1955), S. 165.

[12] *J. Großkopf*, Statistische Untersuchungen an Kurzwellenübertragungswegen. FTZ 6 (1953), S. 373.

[13] *B. Beckmann*, Betrachtungen zur Güte des Funkwetters. FTZ 7 (1954), S. 297.

(Eingeg. 14. Mai 1955)

Sonderdruck aus Elektrotechnische Zeitschrift — ETZ Bd. 76 (1955) Heft 10, S. 337—339

Störungen des Fernseh-Rundfunkempfangs und ihre Messung

Von **Werner Scholz**, Darmstadt

DK 621.397.8

Der Fernseh-Rundfunk spielt sich im Ultrakurzwellen-Bereich ab und stellt nicht nur deswegen, sondern auch von der Bildübertragung her besondere Forderungen an die Funkstörungs-Meßtechnik. Einen Einblick in diese Zusammenhänge soll der nachstehende Bericht vermitteln[1]).

Störquellen

In den Anfängen des Fernseh-Rundfunks auf Ultrakurzwellen vor etwa 20 Jahren glaubte man, beim drahtlosen Fernsehempfang in diesem Wellenbereich nur mit den Hochspannungs-Zündanlagen der Kraftfahrzeuge als erheblicher Störquelle rechnen zu müssen. Atmosphärische Störungen traten überhaupt nicht in Erscheinung, gelegentliche Störungen durch elektrische Geräte fanden in der unzureichenden Zwischenfrequenzfestigkeit der damaligen Empfänger ihre Erklärung, und die Störstrahlung der Überlagerer von Kurzwellenempfängern — einen Ultrakurzwellen-Rundfunk mit Millionen von Empfangsgeräten kannte man damals noch nicht — wurde nur selten und mit unerheblicher Amplitude beobachtet.

In der Zwischenzeit hat sich jedoch die Lage in mancher Beziehung gewandelt. Bei der großen Menge der elektrischen Haushaltgeräte vollzog sich der Übergang vom Metallgehäuse zum Preßstoffgehäuse; dadurch wurde der unmittelbaren Ausstrahlung hochfrequenter Störenergie im Ultrakurzwellen-Bereich, die bis dahin durch das Metallgehäuse abgeschirmt war, der Weg nach außen freigegeben. Neue Arten von Elektro-Kleingeräten, von denen nur bestimmte Erzeugnisse von Trockenrasierern erwähnt werden sollen, tauchten in den Wohnhäusern, also in unmittelbarer Nähe der Fernseh-Empfangsanlagen, in großer Zahl auf. Schließlich erschienen mit der Einführung des Ultrakurzwellen-Rundfunks auch noch die vorerst schlecht geschirmten Überlagerer der UKW-Empfänger auf dem Plan. Diese können mit ihrer zweiten Harmonischen den Empfang der oberen vier Kanäle (195 ··· 223 MHz) im Fernsehband III in weitem Umkreis sehr unangenehm stören, wenn nicht überhaupt unmöglich machen. Neben diesen an Zahl vorherrschenden gibt es noch einige weniger bekannte, jedoch nicht weniger unangenehme Störquellen des Fernsehempfangs, z. B. umlaufende Hochspannungs-Gleichrichter oder schadhafte Hochspannungsisolatoren.

Bild 1 zeigt den Anstieg der gemeldeten und bearbeiteten Störfälle mit der Zunahme der Zahl der Fernsehteilnehmer im Bundesgebiet. Die wirkliche Zahl der Störfälle ist wesentlich größer, weil die Fernsehteilnehmer erfahrungsgemäß eine Beschwerde über Kraftfahrzeug-Störungen von vornherein als vergeblich ansehen und daher gar nicht erst abgeben.

1) Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt der Deutschen Bundespost; nach einem Fachbericht des Verfassers auf der Jahrestagung der Fernsehtechnischen Gesellschaft in Marburg am 1. Oktober 1954.

Erscheinungsform der Fernsehbild-Störungen

Im folgenden sollen nur die Störungen des Bildempfangs berücksichtigt werden, weil die Tonstörungen beim Fernsehempfang sich nicht von denen beim gewöhnlichen Rundfunkempfang unterscheiden. Bei der Darstellung der Erscheinungsformen soll ferner angenommen werden, daß die Störspannung nicht größer als die Bild-Nutzspannung ist, so daß eine Übersteuerung des Empfängers und Bild-Synchronisierfehler unberücksichtigt bleiben können.

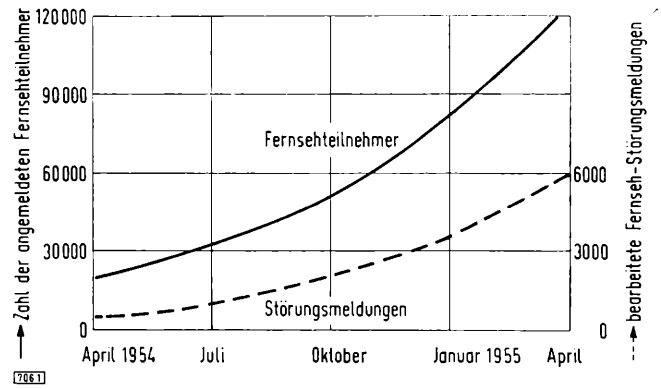


Bild 1. Zahl der Fernsehteilnehmer und der Fernseh-Störungsmeldungen im Bundesgebiet bis 1. April 1955.

Die vorher erwähnten Störquellen lassen sich nach Entstehungsart und Erscheinungsform ihrer Störenergie in drei Gruppen einteilen: Die erste Gruppe umfaßt alle die Störer, deren Störenergie aus ungedämpften Hochfrequenzschwingungen mit diskreten Frequenzen besteht, wie sie z. B. fast alle modernen Hochfrequenzgeräte für medizinische und industrielle Zwecke und alle Empfängeroszillatoren bei mangelhafter Schirmung mehr oder weniger ausstrahlen. Ihr Entstehen setzt immer die Verwendung von Elektronenröhren voraus. Man bezeichnet sie auch kurz als sinusförmige Störer oder noch kürzer als „Sinusstörer". Ihre Erscheinungsform im Fernsehbild ist das „Moiré", ein System paralleler Streifen, deren Richtung und Breite im Bildfeld vom Abstand zwischen Bildträger- und Störfrequenz abhängt. Ist der Störträger noch mit der Netzfrequenz moduliert, wie es bei den meisten Hochfrequenzgeräten der Fall ist, so bedeckt das „Moiré" nicht gleichmäßig die ganze Bildfläche, sondern zeigt eine netzbrummartige Verteilung.

Zur zweiten Gruppe gehören die Störquellen, deren Störenergie aus gedämpften impulsförmigen Hochfrequenzschwingungen mit einem sehr breiten Störfrequenzspektrum

besteht. Sie werden durch niederfrequente Schalt-Stromstöße, z. B. von den Funken an Kollektoren elektrischer Maschinen, oder durch Funkenüberschläge an schadhaften Hochspannungsisolatoren ausgelöst. Die Funkenfolge bestimmt die Zahl der Störimpulse je Sekunde. Diese beträgt 100 und mehr und liegt damit über der Bildwechselzahl bei der Fernseh-Bildübertragung. Die Dauer eines einzelnen Störimpulses entspricht theoretisch der eines Bildpunktes. Dennoch ist der Störeindruck erheblich, weil die Störimpulse asynchron zum Bildwechsel eintreffen und daher über das Bildfeld unregelmäßig verstreut werden, so daß infolge der Augenträgheit eine größere Anzahl vorgetäuscht, als tatsächlich je Bildwechsel ausgelöst wird.

Die d r i t t e Gruppe wird ausschließlich durch die Hochspannungs-Zündanlagen in Kraftfahrzeugen gebildet und unterscheidet sich in ihren Eigenarten von denen der zweiten Gruppe nur durch die geringere sekundliche Folgezahl der Störimpulse, die meistens unter 50 liegt und sich infolge der wechselnden Drehzahl der Motoren im Straßenverkehr ständig ändert.

Während im Lang-, Mittel- und Kurzwelienbereich die Störenergie vorwiegend von den an den Störquellen angeschlossenen Leitungsnetzen fortgeleitet und von diesen erst auf die Rundfunk-Empfangsantennen übertragen wird, gelangt im Ultrakurzwellenbereich die Störenergie — infolge der mit der Frequenz zunehmenden Dämpfung der Leitungssysteme — überwiegend durch Strahlung unmittelbar von der Störquelle zur Empfangsanlage. Dieser Umstand verlangt für die Ultrakurzwellen-Entstörung an den Störquellen besondere Schirmmaßnahmen, auf die hier jedoch nicht näher eingegangen werden soll.

Meßanordnungen und -geräte

Aus demselben Grunde beurteilt man im Uitrakurzwellen-Bereich auch die Wirksamkeit der Störquellen nach der Stärke ihrer Störstrahlung, d. h. nach der in einer bestimmten Entfernung hervorgerufenen Störfeldstärke. Da

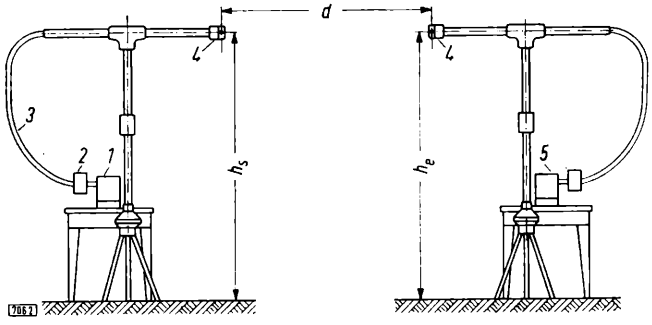


Bild 2. Prüfung eines Meßplatzes für UKW-Störfeldstärke-Messungen.
1: Eichgenerator, Sendespannung U_s an 60 Ω unsymmetrisch
2: Übertrager 2 · 36,5 Ω symmetrisch auf 60 Ω unsymmetrisch
3: Hochfrequenzkabel 2 · 36,5 Ω
4: waagerechter Dipol
5: Meßempfänger

Sollwerte der Feldstärke $\mathfrak{E}$ für $h_s = h_e = 3$ m bei waagerechter Polarisation.

Frequenz		MHz	50	100	150	200	250	300
Sollwerte der Feldstärke bei	$d = 100$ m, $U_s = 20$ mV	µV/m	31	62	91	121	150	175
	$d = 30$ m, $U_s = 2$ mV		34	64	88	104	109	103

bei Strahlungsmessungen in diesem Wellenbereich der Anteil der am Erdboden reflektierten Energie nicht vernachlässigt werden kann, gehören zur elektrischen Definition der Meßanordnung analog den Gesetzen der geometrischen Optik außer der Entfernung zwischen Meßobjekt und Meßantenne auch deren beider Höhe über dem Erdboden. Als Meßentfernung zwischen Störquelle und Meßantenne benutzt man gewöhnlich die Werte von 10 oder 30 oder 100 m, und zwar werden 10 m für Messungen an Elektrogeräten und Kraftfahrzeugen, 30 m für schwächere und 100 m für stärkere Sinusstörer bevorzugt. Die Höhe der Meßantenne über dem Erdboden soll dabei 3,0 ··· 3,6 m betragen. Selbstverständlich soll der Erdboden sowohl auf der Meßstrecke selbst als auch in der näheren Umgebung möglichst eben und frei von elektrisch reflektierenden Gegenständen sein. Zur Überprüfung des Meßgeländes auf seine Brauchbarkeit und der Meßanordnung auf ihre Genauigkeit hat sich im Fernmeldetechnischen Zentralamt die in *Bild 2* wiedergegebene Anordnung gut bewährt. Die Genauigkeit der Prüfanordnung selbst hängt wesentlich nur von der Genauigkeit des Eichgenerators ab.

Während für die Messung von Sinusstörern ein Meßempfänger mit Effektivwertanzeige ohne Berücksichtigung der Durchlaß-Bandbreite genügt, erfordert die Messung von Impulsstörern Meßempfänger bestimmter Bandbreite mit Spitzenwertanzeige. Zunächst scheint es naheliegend zu sein, für die Messung von Fernsehstörern die Bandbreite des Meßempfängers gleich der der Fernseh-Bildempfänger mit 5 MHz zu bemessen, doch hat die Praxis gezeigt, daß bei der Messung der Feldstärke kleiner Impulsamplituden in einem so breiten Frequenzband die Gefahr von Fremdeinstrahlungen und damit Fehlmessungen zu groß ist. Infolgedessen zieht man eine Durchlaßbreite von nur 100 ··· 200 kHz vor und wertet die Meßergebnisse um oder berücksichtigt dies bei der Festlegung der Grenzwerte der Störstrahlung.

Für die Spitzenwertanzeige hat sich die oszillographische Anzeige bewährt, besonders wenn man ihre Genauigkeit dadurch steigert, daß man jeden Störimpuls auch einen zeitlich etwas verzögerten Eichimpuls einstellbarer Amplitude auslösen läßt und dann Stör- und Eichimpuls nebeneinander auf dem Leuchtschirm mit gleicher Auslenkung sichtbar macht. Gemessen wird also die größte Amplitude, bezogen auf die Bandbreite des jeweils verwendeten Meßempfängers.

Bewertung der Fernsehbild-Störungen

Die mit diesen Meßanordnungen und -geräten gewonnenen objektiven Meßwerte der Störfeldstärke von Fernsehstörern können jedoch unmittelbar noch kein Maß für den subjektiven Störeindruck geben, den man vielleicht den „Belästigungsgrad" nennen könnte, weil die Erscheinungsformen der Störspannung auf dem Bildschirm je nach Herkunft zu unterschiedlich sind. Der Belästigungsgrad hängt nicht nur von der Häufigkeit der Störimpulse, sondern auch von der Unruhe, die ihr Erscheinen auf dem Bildschirm hervorruft, und nicht zuletzt auch von der Art des gerade übertragenen Bildinhalts ab. Bisher ist es jedoch noch nicht gelungen, ein Meßverfahren für den „Belästigungsgrad" zu finden, das alle diese Gesichtspunkte berücksichtigt. Als brauchbarer Behelf hierfür hat sich eine Abwandlung des für Funkstörungsmessungen beim amplitudenmodulierten Hörrundfunk vom Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR) international eingeführten Meßempfängers erwiesen, dessen Ausgangsinstrument Störspannungsspitzen gleicher Amplitude und Form mit um so geringeren Werten anzeigt („bewertet"), je kleiner ihre sekundliche Häufigkeit ist. Die Abhängigkeit der Spitzenwertanzeige von der Pulsfrequenz ist *Bild 3* zu entnehmen. Der Verlauf der Kurve *2*, die allgemein im Ultrakurzwellen-Bereich und besonders für die Bewertung von Fernsehbild-Störungen gilt, ist durch die Lade- und Entladezeitkonstanten des Hochfrequenz-Gleichrichterkreises von 1 bzw. 500 ms bedingt. Dieses Verfahren hat zumindest den Vorteil, daß nach ihm bereits einheitlich mit nur unwesentlichen Abweichungen in den USA, in Großbritannien, Kanada und Deutschland gemessen wird.

Störspannungsabstand

Das Comité Consultatif International des Radiocommunications (CCIR) verlangt als Störspannungsabstand bei Fernseh-Bildübertragungen mindestens 46 dB für Sinusstörer und 35 dB für Geräuschstörer, von Spitze zu Spitze gemes-

sen. Diese Werte können aber nur auf zentrale Modulationsleitungen gegen innere Störquellen angewendet werden, nicht jedoch gegen örtliche Störquellen des drahtlosen Empfangs bei einzelnen Fernsehteilnehmern, also auf dem letzten Zweig des Verteilungsweges beim Fernseh-Rundfunk. Die Grenzwerte für die Funk-Entstörung solcher äußeren Störquellen können auch beim Fernsehempfang nur aus einem technisch-wirtschaftlichen Kompromiß bestehen.

Brauchbare Grundlagen hierfür können aus den Untersuchungsergebnissen entnommen werden, die in umfangreichen Meßreihen nach sehr gründlichen Vorarbeiten bei der Fernmeldetechnischen Abteilung des Verkehrsministeriums in Ottawa im Jahre 1952 gewonnen wurden. In diesen Meßreihen wurde der subjektive Störeindruck („Belästinungsgrad") verschiedener Arten von Störquellen beim Fernseh-Bildempfang abhängig vom einstellbaren, objektiv gemessenen Verhältnis Nutz- zu Störspannung ermittelt. Die Beurteilung wurde jeweils von insgesamt 144 Personen vorgenommen, wobei die äußeren Umstände bei der Bildbetrachtung denen beim Heimempfang nachgebildet waren. Ähnliche Untersuchungen fanden fast gleichzeitig auch in Deutschland als Vorbereitung für die Kraftfahrzeug-Entstörung statt.

Faßt man die bisher vorliegenden Untersuchungsergebnisse nach den eingangs erwähnten drei Störergruppen zusammen, so erhält man *Bild 4*. Nimmt man in diesem Bild als Grenze der Zumutbarkeit den Übergang zwischen den Beurteilungsvermerken „noch erträglich" und „unerheblich" an, so erhält man für die eingangs beschriebenen drei verschiedenartigen Störergruppen folgende Störspannungsabstände, jeweils mit der Spannungsspitze gemessen:

Erste Gruppe: sinusförmige Störer, z. B. Hochfrequenzgeneratoren . . . . . 33 dB,

zweite Gruppe: impulsförmige Störer mit großer Pulshäufigkeit (mehr als etwa 100/s), z. B. Kollektormotoren . . . . . 22 dB,

dritte Gruppe: Impulsstörer mit geringer Pulshäufigkeit (unter etwa 50/s), z. B. Kraftfahrzeuge . . . 1 dB.

Ein Vergleich mit den CCIR-Werten zeigt, daß diese bei der ersten und zweiten Gruppe um 13 dB höher liegen, wenn man die zweite Gruppe dem Rauschen gleichstellt. Dieser Wert von 13 dB stellt offenbar die Spanne zwischen Sichtbarwerden und Zumutbarkeit von Fernsehbild-Störungen dar. Mit der Bewertungskurve *2 (Bild 3)* findet man beim

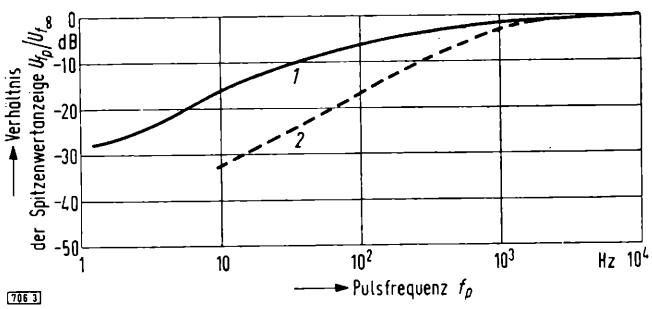


Bild 3. Bewertung von Störspannungen beim UKW- und Fernseh-Empfang nach der Pulsfrequenz. Ladezeitkonstante des Hochfrequenz-Gleichrichterkreises 1 ms, Entladezeitkonstante 160 ms (Kurve *1*) oder 500 ms (Kurve 2).

Vergleich des Störabstandes der drei Störgruppen untereinander eine brauchbare Übereinstimmung, wenn man berücksichtigt, daß er jeweils nur aus den höchsten Spannungsspitzen ermittelt wurde, die Störquellen der zweiten und dritten Gruppe jedoch auch zahlreiche Störimpulse geringer Amplitude mitliefern, die in die Bewertung mit eingehen.

Störgrad von Störquellen

Bei der Festlegung des höchstzulässigen Störgrades von Störquellen nimmt man als Nutzfeldstärke beim Fernseh-Bildempfang 200 µV/m in Dachhöhe an und berücksichtigt einen durchschnittlichen Kopplungsgrad zwischen Störquelle und Empfangsantenne. In der Praxis haben sich im Fernsehband III (174 ··· 223 MHz) bisher folgende Grenzwerte für den Störgrad bewährt:

1. Für Hochfrequenzgeneratoren aller Art einschließlich der Empfängeroszillatoren 30 µV/m in 30 m Entfernung,
2. für Kollektormotoren, bewertet 50 µV/m in 10 m Entfernung,
3. für Kraftfahrzeuge, unbewertet 500 µV/m in 10 m Entfernung (oder bewertet 50 µV/m in 10 m Entfernung).

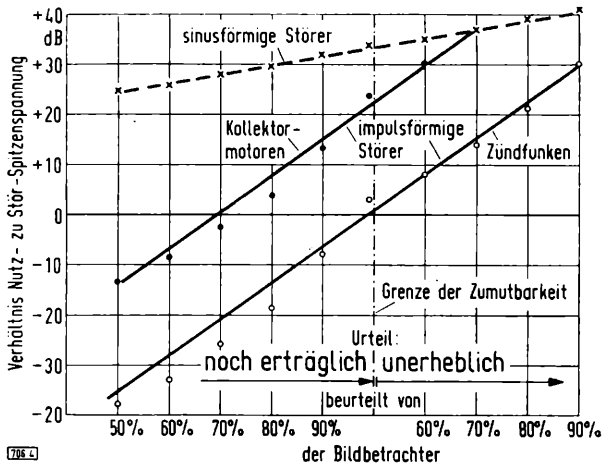


Bild 4. Beurteilung von Fernsehbild-Störungen nach dem Störspannungsabstand.

Bei dem hier für die Nutz-Empfangsfeldstärke angegebenen Wert ist zu beachten, daß er im Gegensatz zu den Verhältnissen im Mittelwellenbereich nur als Durchschnittswert für die allgemeine Festlegung des zulässigen Störgrades von Störquellen unter Annahme eines einfachen Dipols mit Reflektor als Empfangsantenne gilt, nicht jedoch auch bei der Beurteilung bestimmter einzelner Störfälle, bei denen die Richtwirkung der UKW-Empfangsantennen, besonders in senkrechter Richtung (mehrere Dipolebenen übereinander) berücksichtigt werden muß. Solche Richtantennen bewirken meistens eine geringere Kopplung mit der Störquelle und ergeben daher bei gleichem Störgrad, aber geringerer Nutzfeldstärke noch einen störungsfreien Empfang. In derartigen Einzelfällen legt man daher der Fernseh-Entstörung besser die Nutz-Empfangsspannung mit dem Wert von 200 µV am 240-Ω-Empfängereingang zugrunde. Die Erfahrung hat bisher gezeigt, daß dieser Wert keinen unzumutbaren Aufwand bei der Entstörung der Störquellen erfordert, wie überhaupt, und darauf sei abschließend besonders hingewiesen, die Ultrakurzwellen- und Fernseh-Entstörung kaum einen nennenswerten materiellen Aufwand verlangt, nachdem hierzu in eingehender technischer Entwicklungsarbeit für jede Art von Elektrogerät der richtige Weg erkannt ist.

Zusammenfassung

Nach einem Überblick über die verschiedenen Arten von Fernsehstörungen und ihre Erscheinungsformen werden die Meßverfahren und -geräte hierfür erläutert sowie der für den drahtlosen Fernsehempfang erforderliche Störspannungsabstand und der für die verschiedenen Störquellen zulässige Störgrad angegeben.

Der Fernmelde-Ingenieur

ZEITSCHRIFT FÜR AUSBILDUNG UND FORTBILDUNG

Herausgegeben von Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Karl Herz

Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost

VERLAG FÜR WISSENSCHAFT UND LEBEN GEORG HEIDECKER

WINDSHEIM (MFR.)

9. JAHRGANG / Heft 11 — 15. NOVEMBER 1955

Internationale Funküberwachung II, 1

(Funküberwachungsmessungen 1. Teil)

Abt. III Gr. F — Von Horst Fleischer

DK 621.396.664.08

1. Teil

I. Einleitung
II. Meßempfänger
III. Antennen
IV. Bereichsbeobachtung
V. Identifizierung von Sendern
Schrifttum (1. Teil)

2. Teil

VI. Frequenzmessungen
VII. Feldstärkemessungen
VIII. Leistungsmessungen
IX. Messungen der äußeren Kreuzmodulation
X. Bandbreitenmessungen
XI. Polarisationsmessungen
XII. Störungsmessungen
XIII. Wissenschaftliche Messungen
XIV. Zusammenfassung, Summary, Résumé
Schrifttum (2. Teil)

I. Einleitung

Die Aufgaben der internationalen Funküberwachung, deren Notwendigkeit bereits eingehend begründet wurde [1], sind hauptsächlich: die Funkbereiche zu beobachten, Funkstörungen zu vermeiden und Funkstörungen aufzuklären.

Die Funküberwachung[1]) soll sich dabei praktisch nur technischer Meßverfahren bedienen. Die Aufnahme des gesendeten Nachrichteninhaltes soll nur soweit vorgenommen werden, als diese zur Identifizierung des Senders unbedingt notwendig ist. Demnach ist das in den Anfängen der Funküberwachung fast ausschließlich vorhandene subjektive Beobachten der Aussendungen auf ein Mindestmaß herabgedrückt. Der Übergang vom Beobachten zum Messen im Funküberwachungsdienst ist vollzogen [2].

Die obigen Aufgaben des Funküberwachungsdienstes erfordern im Einzelnen:

Bestimmte Frequenzbereiche sind automatisch zu registrieren, die Sendungen sind zu erkennen (identifizieren), die Frequenzen, die Feldstärken und die Bandbreiten sind zu messen.

1) In der Bundesrepublik Deutschland mit Funkkontroll-Meßdienst bezeichnet.

Alle weiteren Parameter der Aussendungen lassen sich mehr oder weniger aus diesen obigen Größen ableiten. Sämtliche Messungen des Funküberwachungsdienstes weisen aber die gleichen charakteristischen, in der Eigenart des Dienstes begründeten Schwierigkeiten auf. d. h.:

1. Die Funküberwachung betreut im Gegensatz zum Funkbetriebsdienst das gesamte Funkspektrum von 10 kHz an aufwärts[2]). Dies stellt sehr hohe Anforderungen an die Meßverfahren und das Meßpersonal.
2. Die Funküberwachung muß fast ausschließlich im Fernfeld der Sender während des normalen Sendebetriebes messen. Daher werden die Messungen durch viele verschiedene Störungen und die veränderlichen Modulationen der Sender außerordentlich erschwert.
3. Die Funküberwachung soll die Ausstrahlungen der Funksender kontrollieren. Daher müssen die Ausstrahlungen um eine Größenordnung genauer gemessen werden (bei den obenerwähnten erschwerten Bedingungen), als die vom Sender geforderten Toleranzen angeben.

Wegen der erschwerten Meßbedingungen, in ganz besonderem Maße bei dem Aufklären von Störungen, können die Aufgaben der Funküberwachung nicht nach bestimmten Schemen behandelt werden. Jeder einzelne Fall ist daher besonders zu untersuchen. Die folgenden Ausführungen müssen sich deswegen nur auf die grundsätzlichen Meßverfahren beschränken. Die Messungen sollen durch Beispiele erläutert werden.

II. Meßempfänger

Das wichtigte Meßgerät des Funküberwachungsdienstes ist der Empfänger. Ohne einen ausreichenden Empfang der hochfrequenten Ausstrahlungen wäre das weitere Messen nicht möglich.

Das äußere Kennzeichen der Empfänger ist ihre Empfindlichkeit, die in kT_0-Werten[3]) ausgedrückt wird [3]. Die Zahl stellt die Leistung (bezogen auf 1 kT_0) für 1 Hz-Bandbreite dar, die man einem bestimmten Empfänger anbieten muß, um am Ausgang einen Störabstand, d. h. ein Verhältnis von Nutz- zu Störspannung von 1 : 1 zu erhalten. Die Empfindlichkeit muß bei den Meßempfängern so weit wie möglich gesteigert werden, damit das Rauschen der Empfänger, das durch das Röhrenrauschen bedingt ist, wesentlich unter dem extraterrestrischen Rauschen [4] und dem atmosphärischen Rauschen [5] liegt. Dadurch soll erreicht werden, daß bereits kleinste, sich über das Außenrauschen erhebende Nutzfeldstärken einwandfrei empfangen werden können. Die hohe Empfindlichkeit der Meßempfänger muß gefordert werden, weil die für einzelne Dienste entwickelten Spezialempfänger gleichfalls auf höchste Empfindlichkeit gezüchtet sind. Störungen durch Fremdsender, die bei diesen Spezialempfängern größter Empfindlichkeit noch wahrgenommen werden, müssen auch noch im Funküberwachungsdienst aufgenommen werden können. Erschwerend ist nur, daß die Meßempfänger die außerordentlich hohe Empfindlichkeit der Spezialempfänger über ihren gesamten Frequenzbereich aufweisen müssen.

2) Die deutsche Funküberwachung soll sich vorläufig mit allen Aussendungen von 10 kHz bis zu 1000 MHz beschäftigen.

3) 1 $kT_0 = 0{,}4 \cdot 10^{-20}$ Watt/Hz; k = Boltzmannsche Konstante $= 1.38 \cdot 10^{-23}$ W · s/Grad
T_0 = absolute mittlere Raumtemperatur.

Aber auch die anderen Forderungen an einen guten Empfänger, wie Güte der Selektion, Spiegelwellenfestigkeit, Freiheit von Mehrdeutigkeiten und Pfeifstellen, Kreuzmodulationsfestigkeit und ausreichende Schwundregelung müssen von diesen Meßempfängern mindestens ebenso erfüllt werden wie von den Spezialempfängern. Der Meßempfänger muß jedoch darüber hinaus in seiner Frequenzeinstellung (Treffsicherheit und Frequenzkonstanz) so hervorragend sein, daß man möglichst einen Frequenzmesser der bisher üblichen Genauigkeit erspart.

Die Meßempfänger müssen weiterhin als relative Feldstärkemesser (bei fein geregelter Netzspannung) betrieben werden können.

Diese außerordentlich hohen Forderungen scheinen vielleicht auf den ersten Blick für die Meßempfänger der Funküberwachung übertrieben. Sie sind aber notwendig, um Fehlmessungen möglichst zu vermeiden. Verwendet man diese hochwertigen Meßempfänger, so brauchen, um eine bestimmte Aufgabe zu lösen, oftmals keine weiteren Meßgeräte benutzt zu werden. Werden dagegen einfachere (und damit billigere) Empfänger benutzt, so werden zusätzliche Meßgeräte notwendig, um die Aufgaben zu erfüllen. Außerdem erfordert die Bearbeitung der Aufgabe mehr Zeit, weil mehrere Male gemessen werden muß. Mit dem Zeitaufwand für die einzelne Messung steigt jedoch auch das dafür einzusetzende Personal. Beim Funküberwachungsdienst sind aber die Personalkosten, auf die Dauer gesehen, immer die größten.

a) Lang- und Mittelwellenempfänger

Der bei der Funküberwachung eingeführte Meßempfänger für Lang- und Mittelwellen umfaßt den Frequenzbereich von 12 kHz bis 1800 kHz[4]). Der Empfänger arbeitet mit doppelter Umsetzung; die zweite Zwischenfrequenz (525 kHz) ist herausgeführt, um weiter untersucht werden zu können. Der Empfänger kann durch einen Frequenzbandschreiber ununterbrochen automatisch angetrieben werden. Besonders ist die für Längstwellenempfänger erstmals erreichte außerordentliche Empfindlichkeit hervorzuheben. Sie beträgt nämlich im ersten Bereich, der von 12 kHz bis 31,5 kHz reicht, 25 kT_0. Dies entspricht einer am 60-Ohm-Eingang für A1-Betrieb (500 Hz Bandbreite) notwendigen Empfängereingangsspannung von 0,5 μV, um einen Nutz-/Störabstand von 10 db am Ausgang des Empfängers zu erhalten. Diese Empfindlichkeit steigert sich in den weiteren Bereichen allmählich und erreicht im Bereich 6 (von 970 kHz bis 1800 kHz) 10 kT_0. Dies entspricht unter den gleichen obigen Bedingungen einer notwendigen Empfängereingangsspannung von 0,3 μV. Für A3-Empfang (4500 Hz Bandbreite) wird dagegen eine Empfängereingangsspannung von 3 μV benötigt, um einen Störabstand von 20 db am Ausgang des Empfängers zu erreichen. Die Frequenzkonstanz der Empfänger ist sehr gut und schwankt bei den einzelnen Bereichen maximal zwischen 10 und 40 Hz je Grad Raumtemperatur. Da die Funküberwachung für ihre Meßaufgaben, z. B. der automatischen Registrierung der Sender (s. IV unter b), eine einzige, langfristig geeichte Skala benötigt und zur besseren Frequenzablesung nicht eine zweite, öfter nachzueichende Skala (wie sie verschiedene neuere Empfänger aufweisen) benutzen kann, muß die Ablesegenauigkeit dieser einzigen Skala des Meßempfängers

4) Empfänger E 108 der Firma Telefunken, Berlin.

besonders hochgezüchtet sein. Sie beträgt im ersten Bereich 60 Hz/mm und fällt beim Bereich 6 auf 2300 Hz/mm. Da aber — wie bei Meßgeräten — parallaxefrei abgelesen werden kann, sind auch Zwischenwerte noch genau bestimmbar.

Die Spiegelwellenfestigkeit und ZF-Durchschlagsfestigkeit ist bei den einzelnen Bereichen größer oder gleich 80 db.

b) Kurzwellenempfänger

Der bei der Funküberwachung eingeführte Kurzwellenempfänger [6] umfaßt den Frequenzbereich von 1100 kHz bis 30 000 kHz [5]). Der Empfänger arbeitet mit doppelter bzw. dreifacher Umsetzung. Die letzte Zwischenfrequenz (525 kHz) ist gleichfalls herausgeführt. Die erste Zwischenfrequenz ist bei diesem Empfänger durchstimmbar. Um die außerordentlich hohe Frequenzkonstanz [7] von maximal 70 Hz/Grad Raumtemperatur einzuhalten, ist der erste Überlagerer mit Quarzen bestückt. Der Empfänger benötigt für seine 20 Breiche von 1 bzw. 2 MHz Breite 17 verschiedene Quarze. Da die Bereiche gleiche Breite haben, weisen die für jeden Empfänger besonders geeichten Skalen in den 1 MHz-Bereichen eine mittlere Ablesegenauigkeit von 2 kHz/mm und in den 2 MHz-Bereichen von 4,5 kHz/mm auf. Dieser Empfänger gestattet, mit Lupe parallaxefrei abzulesen, so daß noch Bruchteile dieser Werte gut zu erkennen sind. Auch bei Kurzwelle muß die Funküberwachung Empfänger mit einer zweiten öfter zu eichenden, dafür aber noch

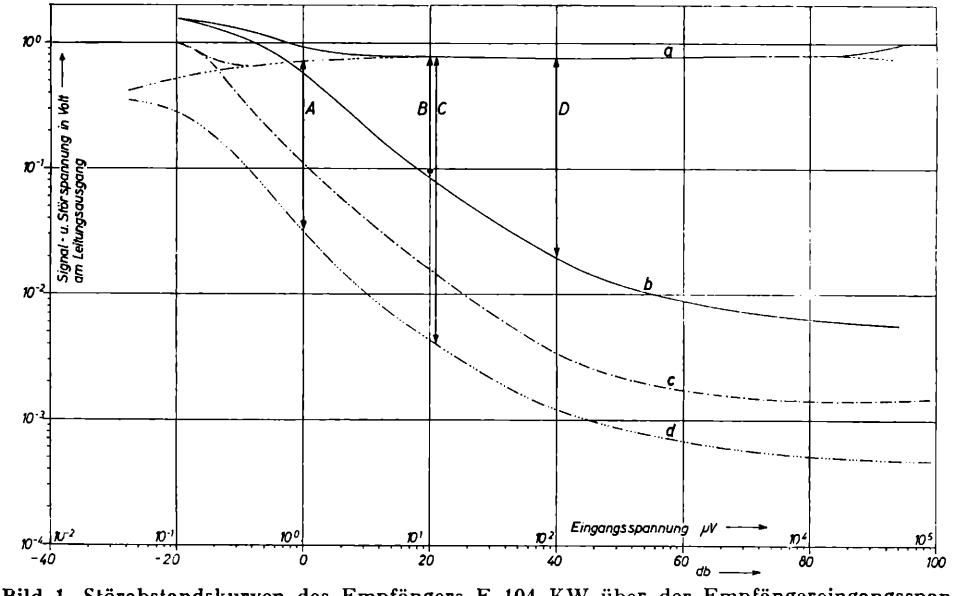


Bild 1. Störabstandskurven des Empfängers E 104 KW über der Empfängereingangsspannung, gemessen bei 15 MHz. a: Signal bei A 3, A 1, F 3, b: Störamplitude bei A 3, Bandbreite 6 kHz, Nutzspannung 30 % moduliert. c: Störamplitude bei F 3, Bandbreite 6 kHz, Nutzspannung 1 kHz bei 2 kHz Hub. d: Störamplitude bei A 1, Bandbreite 500 Hz. A = Störabstand 1 : 23; B = Störabstand 1 : 10; C: Störabstand 1 : 175; D = Störabstand 1 : 43.

5) Empfänger E 104 der Firma Telefunken, Berlin.

weiter gedehnten Skala im allgemeinen ablehnen. Die Empfindlichkeit dieses Empfängers ist gegenüber der des Langwellenempfängers noch etwas gesteigert und liegt bei den einzelnen Bereichen zwischen 5 und 9 kT_0. Die entsprechenden Werte der minimalen Empfängereingangsspannung (60 Ohm Antenneneingang) liegen demnach noch etwas niedriger als bei dem Langwellenempfänger.

Aus den Störabstandskurven (Bild 1) erkennt man die außerordentlich hohe Empfindlichkeit dieses Kurzwellenempfängers und das schnelle Ansteigen des Nutz- zu Störspannungsabstandes. Bild 2 zeigt die Regelspannungskurve des Empfängers und gibt damit die Abhängigkeit der relativen Feldstärkeanzeige von der Empfängereingangsspannung an. Die Kurve verläuft infolge der zweiten Regelspannung des Empfängers nicht geradlinig. Die zweite Regelspannung ist aber erforderlich, um den außerordentlich großen Regelbereich zu erzielen, der besonders aus der Spannung am Leitungsausgang hervorgeht. In der Abszisse sind die bei der Anzeige anderer Empfänger oftmals üblichen db-Werte (über 1 μV) zusätzlich aufgetragen. Die Spiegelwellenfestigkeit und die ZF-Durchschlagsfestigkeit ist im allgemeinen größer oder gleich 80 db.

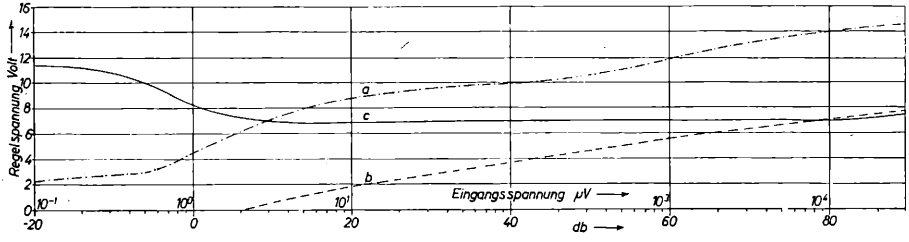


Bild 2. Regelkurven des Empfängers E 104 KW, gemessen bei 15 MHz und 30 % moduliertem Nutzsender. a = Regelspannung 1; b = Regelspannung 2 (verzögert); c = Spannung am Leitungsausgang (NF).

Der Empfänger kann dauernd automatisch durch einen Frequenzbandschreiber angetrieben werden.

Der Empfänger hat als schmalstes ZF-Filter ein Filter von ± 100 Hz und eignet sich dadurch ganz besonders, Sender automatisch zu registrieren oder Bandbreiten zu untersuchen. Die Filterstellung ± 250 Hz eignet sich auch für den Empfang von modulierten (A3) Sendern. Da es bei der Funküberwachung nicht auf Qualitätsempfang, sondern nur auf das Erkennen des Senders ankommt, kann man dieses Filter benutzen, um zunächst Störsender auszusieben. Die Modulation wird dabei aber so verzerrt, daß sie praktisch nicht mehr zu verstehen ist. Schaltet man aber noch einen Verzerrer ein, der in gewissen Grenzen einen dem 250 Hz Filter gegenläufigen Gang aufweist und verstärkt danach noch mit einem Verstärker[6]), so wird die Modulation wieder erkennbar (Bild 3). Mit einem hochwertigem Regelverzerrer und Verstärker kann man sogar bei breiter Bandbreitenstellung des Empfängers den selektiven Schwund bei dauerndem Nachregeln einigermaßen ausgleichen, so daß die Modulation gut verständlich wird.

6) Verstärker HV 53 und V 72 der Fa. Elektro-Nachrichtengeräte-Bau, Berlin.

Der Kurzwellenempfänger wird in vielen Fällen zweckmäßigerweise mit einem Einseitenbandgerät [7]) zusammengeschaltet. Dadurch wird erreicht, einen Einseitenbandsender empfangen oder aber auch — durch den Empfang nur eines Seitenbandes eines Zweiseitenbandsenders — einen Störer, der meist nur in einem Seitenband liegt, aussieben zu können.

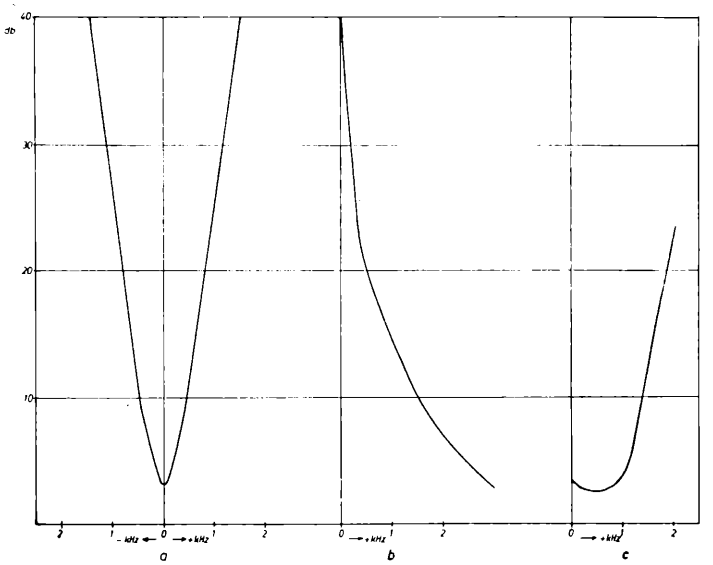


Bild 3. Wirkungsweise des Verzerrers HV 53, um trotz hoher ZF-Selektion am NF-Ausgang noch eine verständliche Sprache zu erhalten.
a = Filterkurve 250 Hz bei ZF = 525 kHz des Empfängers E 104
b = Filterkurve des Verzerrers für NF
c = NF-Frequenzgang am Ausgang des Verstärkers.

c) Ultrakurzwellenempfänger

Der Ultrakurzwellenempfänger umfaßt den Frequenzbereich von 30 MHz bis 330 MHz [8]). Auch dieser Empfänger arbeitet mit doppelter bzw. dreifacher Umsetzung und einer ersten durchstimmbaren Zwischenfrequenz. Um die hohe Frequenzkonstanz auch bei Ultrakurzwellen zu erzielen, sind die ersten Überlagerer mit Quarzoszillatoren ausgerüstet. Der Empfänger benötigt 5 Oszillatoren für seine 15 Bereiche und erreicht dabei eine Frequenzkonstanz von etwa 2 kHz je Grad Raumtemperatur. Die Ablesegenauigkeit der je 20 MHz breiten Skalen beträgt (mit Ausnahme des ersten und letzten Bereiches) durchschnittlich 50 kHz/mm. Bei parallaxefreier Ablesung sind auch bei diesem Empfänger Bruchteile dieser Werte anzugeben. Die Empfindlichkeit des Empfängers ist ebenfalls hoch gesteigert, so daß sie im Mittel aller Frequenzbereiche 15 kT_0 beträgt. Da der Empfänger auch einen 60-Ohm-Antenneneingang besitzt, liegen die minimalen Empfängereingangsspannungen ebenfalls in der gleichen Größenordnung wie bei dem Lang- und Kurzwellenempfänger, wenn man die gleiche NF-Bandbreite berücksichtigt.

Die letzte Zwischenfrequenz (15,7 MHz) ist herausgeführt und kann entweder unmittelbar weiter untersucht oder auf den Kurzwellenmeßempfänger gegeben werden, um sie infolge der schärferen Filter besser trennen zu können. Dies muß man besonders bei Einzeluntersuchungen mit dem Frequenzbandschreiber tun, da der UKW-Empfänger wegen des großen zu verarbeitenden Hubes keine so scharfen Filter wie der Kurzwellenempfänger besitzen kann. Der UKW-Empfänger kann auch ständig automatisch durch einen

7) Einseitenbandwähler der Fa. Rohde u. Schwarz, München.
8) Empfänger ESG der Fa. Rohde u. Schwarz, München.

Frequenzbandschreiber angetrieben werden. Der Empfänger ist zugleich Modulationsgrad- und Hubmesser sowie in Verbindung mit besonderen Meßantennen auch noch Feldstärkemesser. Zu diesem Zwecke ist er ganz besonders elektronisch stabilisiert, damit auch der Verstärkungsgrad bei Schwankungen der Netzspannung erhalten bleibt. Die Regelspannung des Empfängers, die die Feldstärkeanzeige wiedergibt, ist unmittelbar in Eingangsspannung geeicht und kann in 3 Bereichen eingestellt werden. Daraus erkennt man den besonders großen Regelbereich dieses Meßempfängers.

Die Spiegelfrequenzsicherheit und ZF-Durchschlagsfestigkeit ist in allen Bereichen größer als 80 db. Der Empfänger ist ebenso wie die Empfänger E 104 und E 108 sehr übersichtlich aufgebaut. Alle drei Empfänger haben etwa die gleichen äußeren Abmessungen, nämlich:

E 104 und E 108 :	Höhe 480	Tiefe 590	Breite 555
ESG :	450	450	555
Netzteil zum ESG:	200	450	555

Die Breite der Geräte ist durch die Normgestelle der Deutschen Bundespost bestimmt, so daß die Empfänger auch in Gestellbauweise aufgestellt werden können. Die Gewichte dieser drei Empfänger (ESG mit Netzteil) sind auch etwa gleich, und zwar rund 90 kg.

d) Dezimeterwellenempfänger

Für die Überwachungsmessungen von 300 MHz bis 1000 MHz müssen auch stetig durchstimmbare Empfänger vorhanden sein. Um die hohen Kosten besonderer Meßempfänger für diese Bereiche zu vermeiden (da doch nur kleine Stückzahlen benötigt werden), werden diese Frequenzen mittels Quarzüberlagerer in den Bereich des Ultrakurzwellenempfängers umgesetzt. Dabei sollen die technischen Daten dieses Empfängers durch den Umsetzer[9]) möglichst nicht geändert werden. Nur die Empfindlichkeit wird geringer, da der Überlagerer keine Vorverstärkung aufweist.

Außer diesen bisher aufgeführten Meßempfängertypen werden bei der Funküberwachung je nach dem Anwendungsgebiet auch andere Empfänger verschiedener Typen verwendet, die keine Meßempfänger zu sein brauchen, da sie mehr oder weniger nur als Hilfsmittel, wie z. B. dem Programmvergleich, dienen.

III. Antennen

Die besten Empfänger nützen nichts ohne entsprechende Antennen. Die Funküberwachung muß Antennen aller Frequenzbereiche für Rundempfang und möglichst auch für Richtempfang besitzen; denn Rundempfangsantennen sind für die Frequenzbereichsbeobachtung und vorsorgliche Störungsvermeidung, Richtempfangsantennen dagegen für die Störungsaufklärung notwendig. Würde sich der Funküberwachungsdienst z. B. nur auf die Störungsaufklärung des Europa- und Überseefunkempfanges beschränken, wäre es vorteilhaft, die Funküberwachungsstelle am Orte der kommerziellen Funkempfangsstelle aufzubauen. In diesem Falle könnten die meist nach allen Richtungen vorhandenen Richtantennen des Kurzwellenbandes (Rhombusantennen) dieser Funkempfangsstelle mitbenutzt werden. Da aber auch die anderen Aufgaben der Funküberwachung erfüllt werden müssen, ist es trotz-

9) Firma Rohde u. Schwarz, München.

dem zweckmäßig, die Funküberwachungsstellen von den betrieblichen Funkempfangsstellen zu trennen.

Das atmosphärische und extraterrestrische Rauschen wird im Mittel aus allen Richtungen gleichmäßig einfallen. Daher kann eine Rundempfangsantenne, gleich wie sie gebaut ist, keine Minderung der Störungen bringen, denn sie kann an dem im Äther vorhandenen Nutz-/Störspannungsverhältnis nichts ändern. Es ist dabei gleichgültig, ob die Antenne kurz oder sehr lang ist. Lediglich bei Richtempfang wird der aus einer Richtung einfallende Nutzsender in seiner vollen Stärke, dagegen das Rauschen nur aus dem von der Antenne bestrichenen Sektor aufgenommen. Insofern wird, wenn man Richtempfangsantennen benutzt, das Nutz-/Störspannungsverhältnis gegenüber Rundempfangsantennen mit zunehmender Bündelung verbessert.

Da die Funküberwachung im allgemeinen nicht den Nachrichteninhalt der Sendungen aufnimmt, genügt es, wenn sich der Sender so weit über das Rauschen erhebt, daß man ihn noch identifizieren kann. Der Richtempfang dient der Funküberwachung daher meist nur dazu, die Einfallsrichtung des zu messenden Senders zu bestimmen.

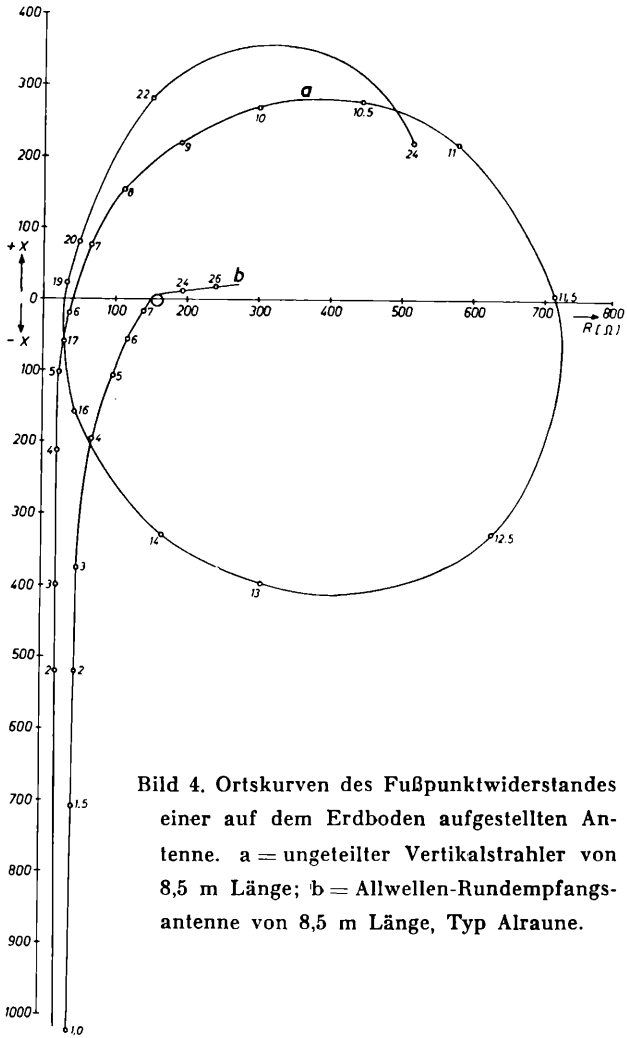


Bild 4. Ortskurven des Fußpunktwiderstandes einer auf dem Erdboden aufgestellten Antenne. a = ungeteilter Vertikalstrahler von 8,5 m Länge; b = Allwellen-Rundempfangsantenne von 8,5 m Länge, Typ Alraune.

Die von den Antennen gelieferten kleinsten Nutzspannungen müssen von den Empfängern noch erkennbar wiedergegeben werden. Die Empfänger müssen daher möglichst rauscharm sein, damit möglichst das Außenrauschen (atmosphärisch und extraterrestrisch) immer größer als das Eigenrauschen des Empfängers ist. Um die kleinste sich über das Außenrauschen erhebende Nutzspannung wiedergeben zu können, muß die Antenne maximal an den Empfänger angepaßt sein. Eine einfache Vertikalantenne hat einen stark von der Frequenz abhängigen Wellenwiderstand, der bei Antennenlängen, die klein zur Wellenlänge sind, praktisch rein kapazitiv ist. Der

Wirkwiderstand ist sehr klein. Ist die elektrische Länge der Antenne dagegen gleich einer Viertelwellenlänge, so sind die Blindkomponenten des Wellenwiderstandes gleich Null. Von diesem Punkt bewegt sich der geometrische Ort des Wellenwiderstandes in Abhängigkeit von der Wellenlänge auf angenäherten Kreisbahnen. Die Ohmschen Widerstände pendeln zwischen niedrigen und hohen Werten (Bild 4).

Um die Antennen breitbandig zu gestalten (etwa gleichbleibender Wellenwiderstand bei großer Frequenzvariation) gibt es mehrere Methoden:

1. Man verwendet Doppelkonusantennen [8], die aber konstruktiv verhältnismäßig aufwendig sind.
2. Man bedämpft die Antennen mit Widerständen und führt die Schenkel konisch aus. Dieses Prinzip ist bei den Rhombusantennen angewendet (gleiche Kapazität zwischen den Schenkeln).
3. Man verändert die elektrisch wirksame Antennenlänge mit der Frequenz durch Einschalten von Reihen- und Parallelresonanzkreisen [9] (Bild 5).

Die letztere Form[10]) wird bei den Funküberwachungsstellen wegen ihres einfachen und raumsparenden Aufbaues verwendet. Durch diese Antenne wird bei gleicher mechanischer Höhe der Antenne die Ortskurve des Wellenwiderstandes im Vergleich zu der einer Normal-Antenne wesentlich günstiger (Bild 4). Man erkennt, daß zwar das Anlaufgebiet bei großer Wellenlänge fast unverändert bleibt, daß aber dann von der ersten Nullstelle des Blindwiderstandes die Variation des Wellenwiderstandes sehr gering ist. Die übrigbleibende Welligkeit ist so klein, daß sie beim Empfang praktisch keine Rolle mehr spielt.

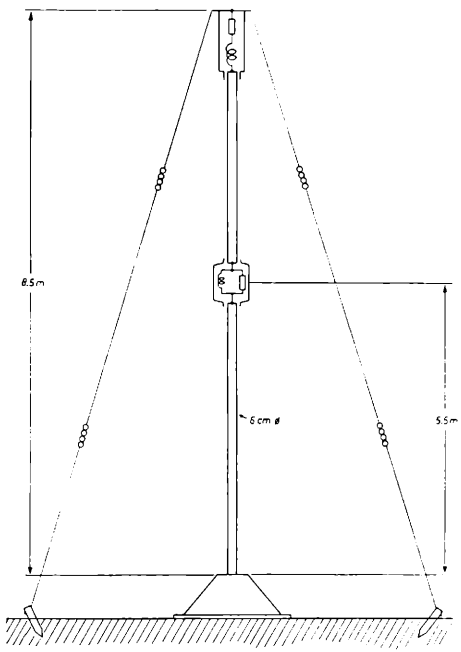


Bild 5. Prinzip der Allwellen-Rundempfangsantenne, Typ Alraune.

Die Forderung geringer Welligkeit bei möglichst gleichförmiger Änderung der effektiven Antennenhöhe muß gestellt werden, damit die Größe der einfallenden Feldstärke bereits aus der Regelspannung bestimmt werden kann. Dies ist nur möglich, wenn die Abhängigkeit von der Frequenz keine steilen Übergänge aufweist, an denen nicht genau abgelesen werden kann. Dies tritt besonders auf, wenn sich infolge Fehlanpassung stehende Wellen im Zuführungskabel ausbilden.

Ebenso wie man im kommerziellen Dienst zu Antennenverteilern [10, 11, 12] übergegangen ist, um an eine Antenne mehrere Empfänger anschließen zu können, so muß auch die Funküberwachung Antennenverteiler einsetzen, weil sonst die vielen notwendigen Einzelantennen aller Frequenz-

10) Antenne „Alraune" der Fa. Telefunken, Berlin.

bereiche räumlich nicht untergebracht werden können, ohne sich gegenseitig zu beeinflussen. Die bei der Funküberwachung eingeführten Antennenverteiler [13][11]) müssen fast noch höhere Anforderungen in der Kreuzmodulationsfestigkeit und Klirrfreiheit als die kommerziellen Verteiler erfüllen, da eine Mischfrequenzbildung beim kommerziellen Dienst nur dann stört, wenn sie gerade auf einer Empfangsfrequenz liegt. Bei der Funküberwachung würde aber, wenn sich Mischfrequenzen bilden, bei der Bereichsbeobachtung bereits eine neue Ausstrahlung vorgetäuscht werden. Die Antennenverteiler sind deshalb trotz der zu verarbeitenden geringen Leistungen mit Leistungsverstärkerröhren ausgerüstet. Da der Gegentaktverstärker je 5 parallelgeschaltete Röhren aufweist, wird erreicht, daß Röhren gewechselt werden können, ohne den Empfang zu unterbrechen oder die Verstärkung zu ändern. Die gesamte Verstärkungsziffer ist 1. Bis 2 V Eingangsspannung sind noch keine Mischfrequenzen und Kreuzmodulationen feststellbar.

a) Kurzwellenantennen

Die vorstehenden allgemeinen Überlegungen gelten besonders für Kurzwellen. Aus der Ortskurve des Wellenwiderstandes sahen wir bereits, daß die 8 m-Antenne von etwa 3 MHz an einen fast gleichbleibenden Wert aufweist. Die effektive Höhe der Antenne (Bild 6) zeigt zwar auch noch eine

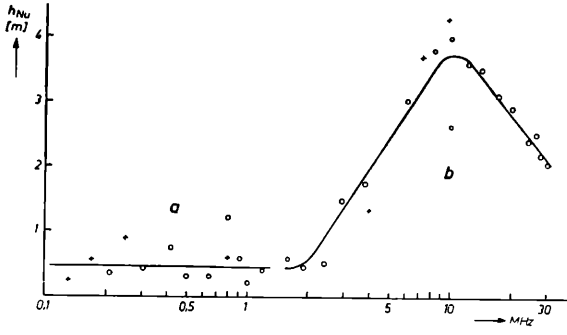


Bild 6. Effektive Höhe der Allwellen-Rundempfangsantenne (einschließlich der Dämpfungen durch Kabel und Antennenanschlußgerät) in Abhängigkeit von der Frequenz beim Einfallswinkel $\psi = 0^0$. (Kreise mit eigenem Sender in 900 m Abstand, Kreuze mit fernen Sendern gemessen.) a = Antenne als Lang- und Mittelwellenantenne. b = Antenne als Kurzwellenantenne.

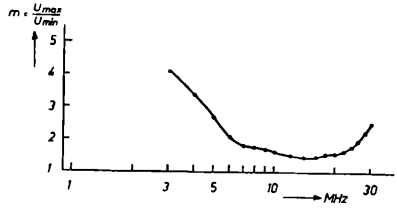


Bild 7. Verhältnis der Minimal- und Maximalspannungen auf dem Antennenzuführungskabel bedingt durch die Antenne.

Welligkeit, die aber bei der geforderten Genauigkeit der Feldstärkemessungen (± 20%) nicht wesentlich ins Gewicht fällt. Dabei ist aber noch zu beachten, daß die effektive Höhe einer auf einem Dach aufgestellten Antenne dargestellt ist. Es liegt hier also ein relativ ungünstiger Fall vor, da diese Antenne (über einem Gegengewicht aufgestellt) eine weit größere Welligkeit der Anpassung zeigt als eine Antenne unmittelbar auf dem Erdboden (Bild 7).

Das Horizontaldiagramm der Antenne ist ein Kreis, so daß Rundempfang gewährleistet ist. Das Vertikaldiagramm dagegen ist fast ein Halbkreis

11) Fa. Telefunken, Berlin.

(Cosinusdiagramm). Das bedeutet, daß die Antenne senkrecht von oben nichts empfängt; sie hat ihre größte Empfindlichkeit bei flachen Einfallswinkeln. Die fernen Sender werden auch im allgemeinen mit Einfallswinkeln von etwa 5—25 Grad einfallen. Nahegelegene Sender haben größere Einfallswinkel. Aber bis zu Erhebungswinkeln von 45° wird noch die international für diesen Bereich geforderte Genauigkeit auch für die relativen Messungen erreicht. Selbst bei Einfallswinkeln bis zu 60 Grad würde die aus der Eingangsspannung ermittelte Feldstärke maximal um 6 db abweichen.

Einfallswinkel über 60° kommen im praktischen Funkbetrieb nur selten vor. Ergibt aber die Entfernung zwischen Empfangsort und Sender, daß man mit steileren Einfallswinkeln zu rechnen hat, so kann man in diesen Ausnahmefällen die relative Anzeige am Empfänger nicht mehr als Maß für die Feldstärke ansehen.

Für den gerichteten Empfang der Kurzwelle dienen Adcock-Peiler, die später noch behandelt werden. Um aber bereits eine geringe Störbefreiung von dem atmosphärischen und extraterrestrischen Rauschen zu erhalten, werden einfache Mehrwindungs-Drehrahmen unmittelbar an den Empfänger angeschlossen. Die Drehrahmen sind innerhalb der Überwachungs-Meßräume aufgestellt und sollen nur verwendet werden, wenn ein Signal praktisch im Rauschen untergeht. Etwas über die Einfallsrichtung oder über die Stärke der einfallenden Strahlung auszusagen, ist naturgemäß damit nicht möglich.

b) Längstwellen- und Mittelwellenantennen

Die bisherige Erfahrung lehrte, daß man zum Empfang von Längstwellen möglichst hohe und lange Antennen verwenden muß, da die effektive Höhe solcher Antennen sehr klein ist. Diese langen Antennen waren notwendig, obwohl diese Wellen im Verhältnis zu Kurzwellen große Feldstärken aufweisen. Wir sahen aber bereits, daß durch die Größe der Antenne nicht das Nutz-/Störspannungsverhältnis am Empfängereingang geändert werden kann. Eine lange Antenne bringt somit keine Verbesserung; sie war daher bislang nur notwendig, um das geringere Außenrauschen auf das Niveau des starken Empfängerrauschens zu heben. Nachdem es der modernen Technik gelungen ist, auch das Eigenrauschen der Längstwellenempfänger auf fast die gleichen Werte wie die der Kurzwellenempfänger herabzudrücken, wird das durch die Antenne aufgenommene Außenrauschen auch bei kurzer Antenne stets größer sein als das Eigenrauschen des Empfängers. Der Empfänger kann daher jedes sich über das Außenrauschen erhebende Signal anzeigen. Bei den modernen Längstwellenempfängern sind also keine großen Antennen mehr erforderlich. Folglich ist die in der Praxis zu wählende Antennenhöhe nur von wirtschaftlichen Überlegungen und der Bedingung des gleichbleibenden Wellenwiderstandes abhängig. Wie auch aus dem Bild 4 ersichtlich, wirkt jede Antenne, die kleiner als $\lambda/4$ ist, fast rein kapazitiv. In diesem Bereich ist die Antenne praktisch nicht breitbandig zu machen. Die Antenne wird aber bei Längstwellen immer sehr klein gegen die Wellenlänge sein; daher sind für die Bauhöhe der Antenne nur noch die wirtschaftlichen Gesichtspunkte maßgebend. Für den Funküberwachungsdienst wurde folglich auch die gleiche 8,5 m-Breitbandantenne sowohl für den Kurzwellen- als auch für den Längst- und Mittelwellenempfang eingesetzt. Die Frequenzbereiche werden durch eine Weiche getrennt (Bild 8).

Für den gerichteten Empfang dienen Kreuzrahmenpeiler, die später noch behandelt werden. Um in Einzelfällen jedoch eine Störminderung des Außenrauschens zu erzielen, werden auch für Längst- und Mittelwellen Mehr-

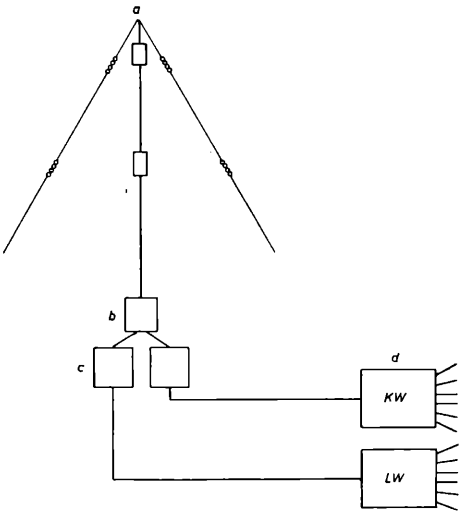


Bild 8. Schema der Lang- und Kurzwellenantennenanlage einer Funküberwachungsstelle. a = Allwellenantenne; b = Anpassungsglied; c = Frequenzweiche; d = Antennenverteiler mit je 6 Ausgängen für die Empfänger.

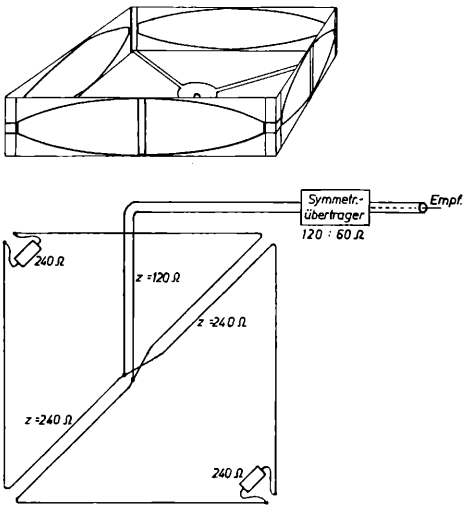


Bild 9. Prinzip der Breitband-UKW-Antenne für Meßwagen und Rundempfang bei festen Meß-Stellen. Oben: im Viereck angeordnete, sich an den Enden verjüngende Antennenbleche; unten: Schaltung der Antenne.

windungs-Drehrahmen benutzt, die unmittelbar im Funküberwachungs-Meßraum aufgestellt sind. Damit soll, wie bei Kurzwellen, aber weder gepeilt noch die einfallende Feldstärke bestimmt werden.

c) Ultrakurzwellenantennen

Der Funküberwachungsdienst muß für seine Messungen auch bei UKW zunächst die Breitbandigkeit und die Rundempfangseigenschaften der Antennen fordern, um die gesamten Bereiche beobachten zu können. Außerdem kann aber bei UKW auf einen Richtempfang (möglichst auch breitbandig) nicht verzichtet werden, da am Empfangspunkt der Funküberwachung der einzelne Sender oftmals durch andere überlagert ist und sich ohne Richtempfang nicht trennen läßt. In diesem Frequenzgebiet ist aber auch die Polarisation der Welle noch für den Empfang entscheidend.

Die Breitbandantennen für horizontale Polarisation erhalten ihre Breitbandigkeit durch Dämpfungswiderstände. Die Empfindlichkeit geht dadurch etwas zurück; die an einem festen Punkt erfaßbaren UKW-Sender liegen aber ohnehin in einem örtlich verhältnismäßig begrenzten Bereich. Es müssen auf diesem Frequenzgebiet naturgemäß mehr Meßstellen eingesetzt werden. Die Antenne[12]) wird in Viereck- oder Achteckform gebaut (Bild 9) und hat eine Frequenzvariation für breitbandigen Rundempfang von etwa 1 : 2 bis 1 : 3.

12) Entwicklung Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt.

Die Welligkeit ist nach dem Symmetrierübertrager[13]) (120 Ohm symmetrisch auf 60 Ohm unsymmetrisch) zwischen 1,2 und 1,4 schwankend. Durch die Antenne erübrigt sich ein Nachstimmen bei Frequenzwechsel vor allem während der Meßfahrten und bei der Bereichsbeobachtung.

Für vertikalpolarisierten Rundempfang werden Doppelkonusantennen[12]) geringerer Höhe verwendet.

Für den Richtempfang bei den ortsfesten Meßstellen dienen veränderbare Dipole[14]) mit Reflektorebene, wobei die Dipollänge, der Reflektorabstand, die Polarisationsrichtung und der horizontale Drehwinkel ferngesteuert werden können (Bild 10). Zusätzlich werden sowohl für ortsfeste Messungen

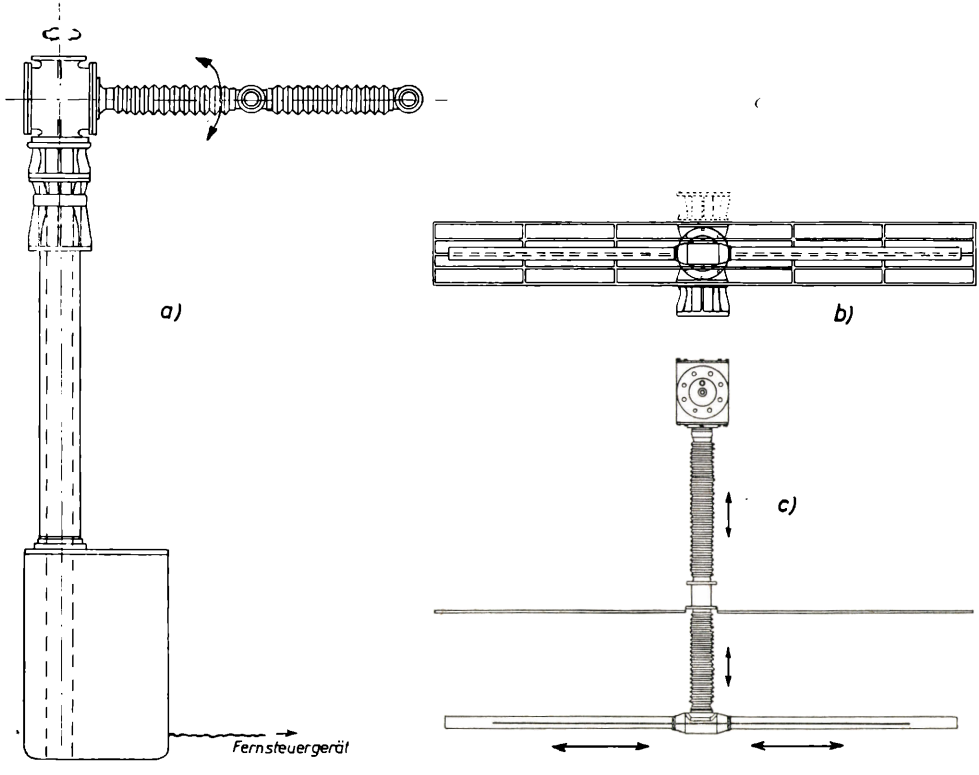


Bild 10. Schema eines veränderbaren UKW-Dipols. a: Aufriß. Der senkrechte Teil ist durch das Fernsteuergerät um 360° drehbar, der waagerechte Teil um 90°, so daß der Dipol, sowohl vertikal wie horizontal stehend, im ganzen Azimut schwenkbar ist. b: Seitenriß ohne Standrohr. Der waagerechte Teil des Aufrisses trägt ein Reflektorgitter, vor dem sich der Dipol befindet. c: Grundriß. Das Reflektorgitter ist in seinem Abstand zum Dipol durch das Fernsteuergerät veränderbar. Der Dipol befindet sich in einer festen Plexiglashülle. Seine Länge wird gleichfalls durch das Fernsteuergerät der zu empfangenden Wellenlänge angepaßt.

als auch auf Meßfahrten abstimmbare Dipole mit Reflektor und Direktor, sogenannte „Yagi"-Antennen, verwendet, die zugleich zur Bestimmung der Einfallsrichtung der Welle benutzt werden können.

13) Firma Siemens & Halske, München.
14) Firma Rohde & Schwarz, München.

IV. Bereichsbeobachtung

Die Bereichsbeobachtung aller Frequenzbereiche soll für deutsche bzw. internationale Stellen die Belegung der Bänder angeben und damit die Unterlagen schaffen, nach denen weitere Frequenzen angemeldet bzw. zugeteilt werden können.

a) Subjektive Methode

Bei der subjektiven Beobachtung wird das bestimmte Frequenzband nach und nach abgesucht und jeder beobachtete und identifizierte Sender in eine Liste eingetragen. Stellt man während einer bestimmten Beobachtungszeit einen Sender mehrere Male fest, so wird er nur einmal aufgenommen. Die Sendezeit des Senders, seine Frequenzschwankungen und seine Feldstärkeänderungen können aber nicht fortlaufend registriert werden. Sender, die nur verhältnismäßig kurze Zeit arbeiten, werden dabei kaum erfaßt. Die subjektive Bereichsbeobachtung ist daher immer lückenhaft.

b) Objektives Verfahren

Während die bisher bekannten Verfahren zur objektiven Bereichsbeobachtung besondere Empfänger benutzen oder mindestens Eingriffe in andere Empfänger erfordern, kann der bei der deutschen Funküberwachung eingeführte Frequenzbandschreiber[15]) an jeden beliebigen Empfänger angeschaltet werden, der Einknopfabstimmung besitzt. Der Empfängerausgang wird zweckmäßigerweise über ein schmales Filter auf den Schreiber gegeben. Dieser kann durch ein Getriebe auf die gewünschte Frequenzvariation des Empfängers eingestellt werden. Außerdem ist noch seine Empfindlichkeit sowie seine Verzögerung dem gewünschten Zwecke anzupassen. Er registriert

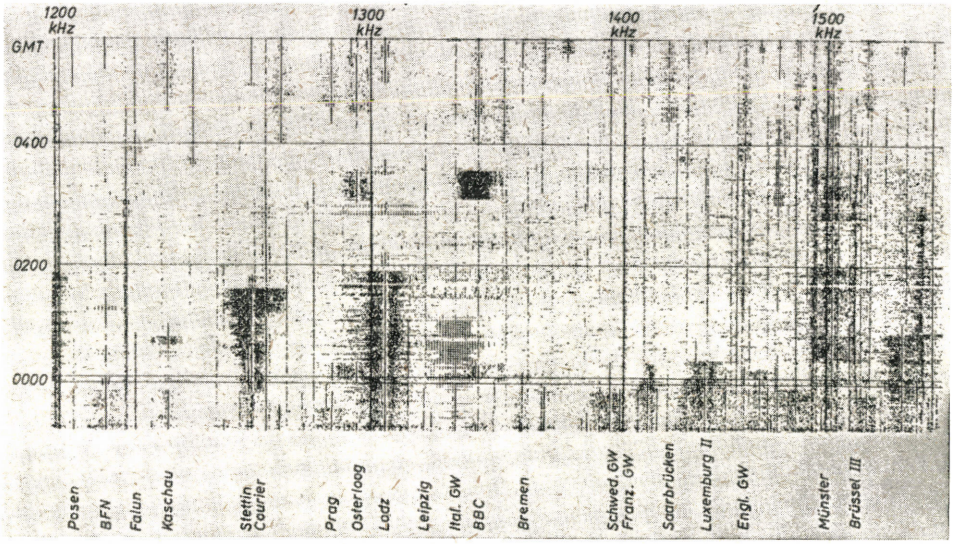


Bild 11. Frequenzbandschreiberaufnahme eines Ausschnittes aus dem Mittelwellenrundfunkband (1200 kHz — 1540 kHz).

15) Firma Edelmann, München.

den eingestellten Bereich auf Wachspapier maximal dreimal in der Minute. Bild 11 zeigt ein Beispiel der Aufnahme eines Rundfunkbereiches. Die Eichmarken sind mittels Frequenzmessers von Hand eingestellt. Die waagerechten Striche (Zeitmarken) werden automatisch gezeichnet. Man erkennt das An- und Abschalten der Sender.

Die besseren Übertragungsbedingungen in der Nacht spiegeln sich in der Vielzahl der Sender wider. Die dünnen Linien stellen die Träger dar, während die Modulation sich in den Punkten rechts und links des Trägers widerspiegelt. Sind Sender mit Meßtönen belegt (zwischen 4 und 6 Uhr GMT der Aufnahme), so zeigen sie sich (meist 1000 Hz-Ton) als kurze Striche rechts und links des Trägers. Die vielen Modulationsstriche unten in der Mitte der Aufnahme lassen auf einen Fehler der Ausstrahlung schließen.

Mit dieser objektiven Aufzeichnung muß aber noch eine subjektive Beobachtung, die die Sender identifiziert, einhergehen. Aus der objektiven Aufzeichnung kann man zunächst nicht die Feldstärke der Sender beurteilen, da der Frequenzbandschreiber gleichmäßig stark schreibt, wenn die eingestellte Empfängerempfindlichkeit (Handregelung) nur ausreicht, um den Schreiber ansprechen zu lassen. Der Beobachter identifiziert jetzt nur dann, wenn ein neuer Sender geschrieben wird. Der Beobachter kann den Sender aber sofort erfassen, selbst dann, wenn er nur verhältnismäßig kurzzeitig arbeitet.

Einen Ausschnitt aus einer anderen Aufzeichnung zeigt Bild 12. Hier wurden Frequenzen um 8000 kHz beobachtet. Man erkennt deutlich, wie ein Rundfunk-Sender beim Einschalten auf falscher Frequenz lag, allmählich sich nach der richtigen Frequenz hin bewegte, aber doch noch nicht seinen

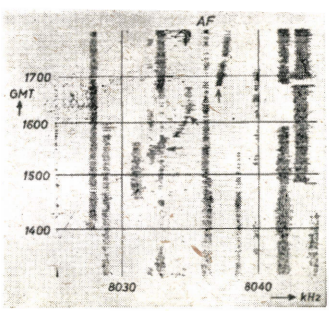


Bild 12. Ausschnitt aus einer Frequenzbandschreiberaufnahme eines Kurzwellenrundfunkbandes. Die Pfeile deuten die sich sprungweise verändernde Istfrequenz eines Senders an, dessen Sollfrequenz (AF) mit einem anderen Sender zusammenfällt.

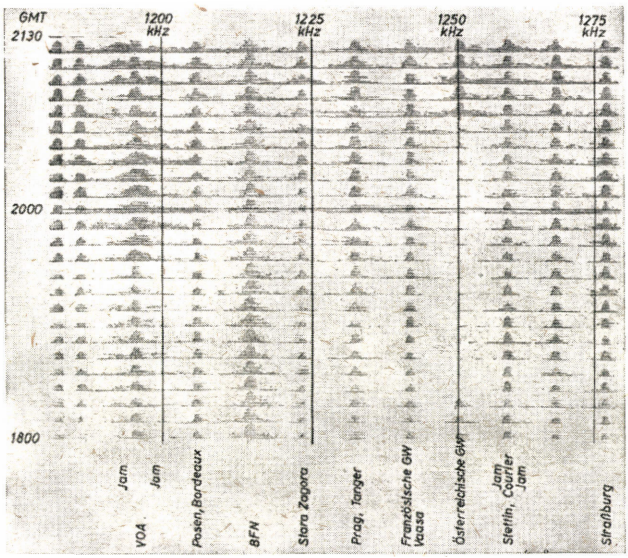


Bild 13. Ausschnitt einer Frequenzbandschreiberaufnahme eines Teiles des Mittelwellenrundfunkbandes. Zur Aufnahme wurde der Spanungswähler benutzt, der außer der Frequenzbelegung auch über die ungefähre Feldstärke der einzelnen Sender Aufschluß gibt. Feldstärkevariation zwischen je zwei Zeilen durchschnittlich 6 db.

Sollwert erreichte. Der Sender sprang dann sogar plötzlich über seine Sollfrequenz hinaus.

Der Frequenzbandschreiber besitzt weiterhin einen Endkontakt, durch den man mittels eines Zusatzgerätes[16]) die Regelspannung des angeschalteten Empfängers in Stufen regeln kann. Dadurch wird ermöglicht, die ungefähre Feldstärke der aufgezeichneten Sender zu erkennen (Bild 13).

Hat man die Feldstärke eines bestimmten Senders gemessen, so kann man auch den Frequenzbandschreiber benutzen, um die eingenommene Bandbreite des Senders ungefähr zu bestimmen. Regelt man nämlich den Empfänger z. B. auf eine Empfindlichkeit von 40 db unter die Feldstärke des Senders, so werden alle Werte aufgezeichnet, die über dem eingestellten Niveau liegen, und man erkennt, wenn die Aufnahme nicht zu gestört ist, welche Breite der Sender bei diesem Eingangsniveau beansprucht (Bild 14).

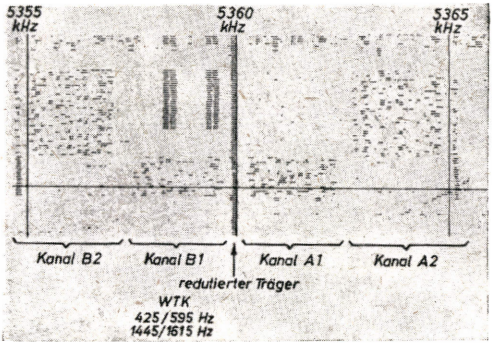


Bild 14. Ausschnitt einer Frequenzbandschreiberaufnahme eines A 3b-Senders (Einseitenbandsender mit 4 Kanälen verschiedenen Nachrichteninhaltes). Aus der Aufnahme ist die ungefähre Bandbreite des Senders gut abzulesen.

Mit dem Frequenzbandschreiber kann man also die Sendezeit, Frequenz, relative Feldstärke und ungefähre Bandbreite eines Senders aufzeichnen und die Bandbelegung festhalten.

c) Auswertung

Die objektiven Messungen müssen zusammen mit der subjektiven Identifizierung gesammelt und ausgewertet werden. Die Überwachungsstellen werten dabei die Aufzeichnungen unmittelbar im Anschluß an die Aufnahme nach allen notwendigen Parametern aus und tragen die Ergebnisse in Lochkarten ein. Diese Karten werden nach Sendern geordnet im „Zentralbüro des Funkkontroll-Meßdienstes" aufbewahrt. Die Lochkarten ermöglichen, zu gegebener Zeit nach allen beliebigen Parametern sortieren, tabellieren oder auswerten zu lassen. Eine in der deutschen Funküberwachung verwendete Funkbeobachtungskurve zeigt Bild 15. Diese Karte kann aber nur ausgefüllt werden, wenn der Sender eindeutig erkannt worden ist.

V. Identifizierung von Sendern

Das Erkennen von Sendern wurde für die Funküberwachung sehr schwierig, seitdem die Funkstellen mehr und mehr davon abgehen, ihre Nachrichten mittels Morzezeichen auszutauschen. Immer neue Modulationsverfahren werden eingeführt, und die internationalen Kennungen werden aus Zeitmangel immer seltener oder nur in den speziellen Modulationsverfahren gegeben. Deshalb bemüht sich auch das CCIR um eine befriedigende Kennung der Funkstellen [1]. Bis aber eine befriedigende Kennungsgabe überall angewendet werden wird, bleibt dem Funküberwachungsdienst nichts anderes übrig, als alle Mittel zum Erkennen auszuschöpfen.

16) Firma Edelmann, München.

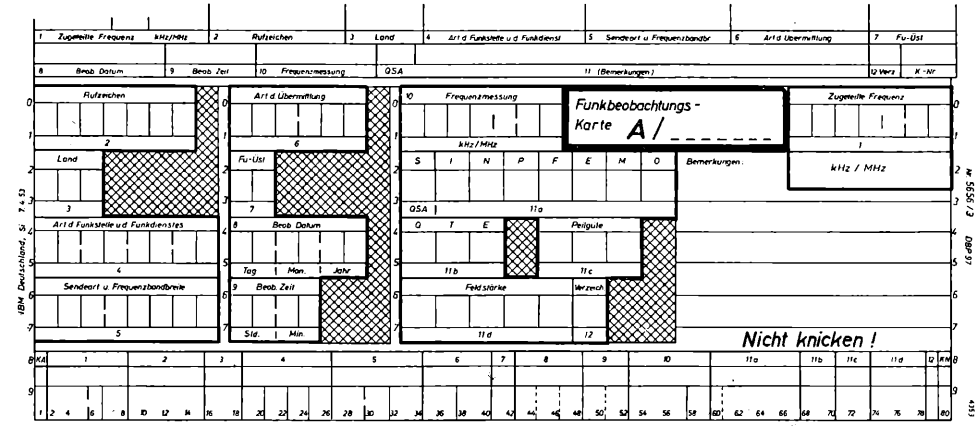


Bild 15. Funkbeobachtungskarte der deutschen Funküberwachung, um die Beobachtungen lochkartenmäßig auswerten zu können.

a) Durch die technische Erscheinungsform

Zunächst muß versucht werden, gehörmäßig aus der Erfahrung heraus festzustellen, um welche Sende- und Modulationsart es sich bei dem zu erkennenden Sender handeln kann. Die Verkehrsart gibt neben der Frequenz, der Einfallsrichtung und der Kenntnis der augenblicklichen Ausbreitungsbedingungen wertvolle Hinweise zum Erkennen des Senders. Mitunter kann auch auf Grund des gehörmäßigen Eindruckes ein Gerät eingesetzt werden, das diesen Sender aufnehmen kann, um dadurch das Rufzeichen festzustellen.

Oftmals läßt sich aber die Verkehrsart lediglich nach dem Gehör nicht eindeutig bestimmen.

1. Durch Frequenzbandschreiber

Zum besseren Erkennen der Sendeart eines Funksenders wird der Frequenzbandschreiber auf größte Banddehnung geschaltet. Der zugehörige Empfänger wird so schmalbandig wie möglich eingestellt. Der überlagerte Empfänger wird nochmals über ein zwischen Empfänger und Schreiber eingesetztes schmales Filter gegeben, um die Träger, die Modulationsfrequenzen oder die Hilfsträger eindeutig zu erfassen. Bild 16 zeigt z. B. den Ausschnitt aus einer solchen Aufnahme. Man erkennt den Träger (10 150 kHz) und links von ihm einige Modulationsfrequenzen. Es handelt sich hier um einen Sender der Sendeart A 3 b, d. h. um einen amplitudenmodulierten Sender mit verschiedenem Nachrichten-

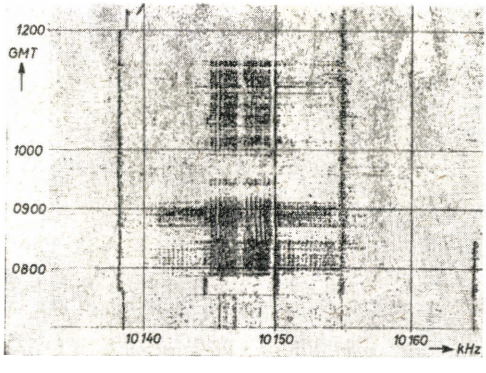


Bild 16. Frequenzbandschreiberaufnahme eines schmalen Frequenzbereiches, um die Sendeart eines Senders zu erkennen.

inhalt in den Seitenbändern. Im unteren trägernahen Seitenband arbeitet ein A 2-Telegraphieverkehr. Die Zahl der Modulationsfrequenzen und ihre ungefähre Frequenzlage läßt sich aus der Aufnahme entnehmen. Weiterhin zeigt die Aufnahme, daß zeitweilig das zu diesem Sender gehörende untere trägerferne oder obere trägernahe Seitenband erkennbar wird. Es handelt sich hierbei um Sprechkanäle, die aber nicht ständig belegt sind. Das obere trägerferne Seitenband ist nicht belegt. Dieses Band würde auch durch den auf 10 155 kHz liegenden Telegraphiesender gestört werden. Außerdem erkennt man bei 10 138 kHz noch einen F 1-Sender. Dieser Sender strahlt während der ganzen Zeit zunächst nur die eine, dann die andere (Pausen- oder Zeichen-)Frequenz, um dann um 12 Uhr GMT wieder auf die erste Frequenz umzuwechseln. Der Hub beträgt etwa 600 Hz, wie man aus den Aufnahmen ablesen kann. Der Sender arbeitet während der registrierten 5 Stunden nicht ein einziges Mal mit wirklichem Verkehr.

2. Durch Oszillographen

Der Oszillograph wird bei der Funküberwachung vielfach angewendet. Hier soll jedoch nur besprochen werden, wie man ihn als Hilfsmittel zum Erkennen des Senders benutzen kann. Ein Vorschlag der DBP an das CCIR, bei amplitudenmodulierten Sendern die Kennung des Senders mit ganz kleinem Hub frequenzmoduliert zu überlagern, läßt sich nur verwirklichen, wenn das Empfangene oszillographisch aufgenommen wird. Die Kennung muß dabei sehr langsam gegeben werden. Zur Anzeige ist ein nachleuchtendes Rohr zu verwenden. Die Frequenzänderungen werden über einen Diskriminator auf dem Oszillographen angezeigt. Die Ablenkgeschwindigkeit ist von der Länge des aufzunehmenden Zeichens abhängig. Bild 17 zeigt die Aufnahmen solcher drahtlos empfangenen Kennungen.

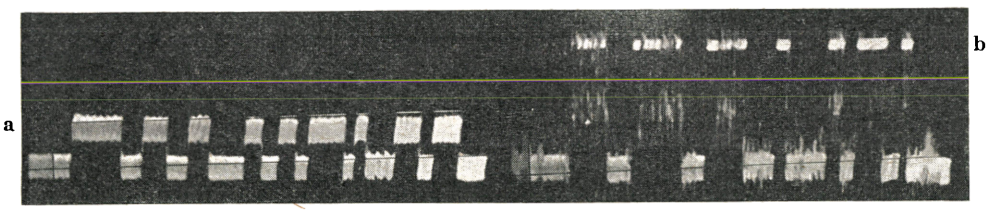


Bild 17. Oszillogramme von Versuchen, die Kennung amplitudenmodulierter, getasteter Sender diesen Sendern frequenzmoduliert zu überlagern.
a: — ·· ··— · —— d f m b: — — ·— · w e r

Frequenzmodulierte Sender sollen nach diesem Vorschlag durch eine Kennung in geringer Amplitudenmodulation gekennzeichnet werden. Die Schwankungen der Amplituden sind gleichfalls nur durch Oszillographen mit Nachleuchtrohr sichtbar zu machen. Die natürlichen Schwankungen der Feldstärke werden bei einer langsamen Ablenkung des Oszillographen nicht mehr sichtbar, wenn die Regelspannung über einen Kondensator mit größerer Ladezeitkonstante aufgezeichnet wird. Bis alle Sender aber zu solchen Kennungsverfahren übergehen, muß die Funküberwachung den Oszillographen benutzen, um durch ihn weitere Anhaltspunkte zum Erkennen des Senders zu erhalten. Bei einem pulsmodulierten Sender muß man z. B. oszillographisch die Breite der Pulse, deren Amplitude und die Pulsfolgefrequenz ermitteln. Eine entsprechende Eichung des Oszillographen ist dabei unerläßlich.

3. Durch Tonband und Recorder

Arbeitet ein Sender im Schnellmorsebetrieb, so daß der Meßbeamte das Rufzeichen akustisch oder optisch mit dem Recorder nicht mehr aufnehmen kann, so muß er das Tonband zu Hilfe nehmen. Um das Rufzeichen des Senders feststellen zu können, muß das Band dann langsamer wieder abgespielt werden. Das Tonband muß auch herangezogen werden, wenn es sich um Sprachsendungen handelt, deren Ansage der Meßbeamte nicht versteht. Sie müssen dann entsprechenden Sprachkundigen vorgelegt werden.

Für alle getasteten Sender kann der Recorder das Erkennen erleichtern, wenn auch die Vorschubgeschwindigkeit des Streifens gemessen und damit die Zeichenlänge bestimmt werden kann. Kennt man die charakteristischen Daten einer Sendeart, so kann man versuchen, das zur weiteren Identifizierung notwendige Gerät einzusetzen. Manchmal ist es möglich, unmittelbar aus dem Streifen selbst den Nachrichteninhalt der Sendung (nicht nur Morsecode) so lange zu verfolgen, bis das Rufzeichen erkannt oder der Sender anderweitig identifiziert wird. Dabei ist das kürzeste Tastzeichen und die Periodizität der Stromschritte zu bestimmen. Die Stromschrittfolgen sind mit den Code der bekannten Alphabete, z. B. der verschiedenen Fernschreibsysteme, zu vergleichen.

4. Durch Panoramagerät

Das Panoramagerät vermittelt beim Wobbeln um die gewünschte Empfangsfrequenz ein Augenblicksbild des betrachteten Frequenzbereiches. Es zeichnet praktisch unmittelbar oszillographisch auf, was der Frequenzbandschreiber nacheinander langsam registriert. Das Panoramagerät hat den Nachteil, daß man bei schnellem Wobbeln Einschwingvorgänge erhält und die Filter bedämpfen und damit verbreitern muß, um das Einschwingen niedrig zu halten. Damit sinkt aber das Auflösungsvermögen. Trotzdem wird das Panoramagerät benötigt, um zu erkennen, ob eine Ausstrahlung einem bestimmten Sender als Nebenausstrahlung zugeordnet werden kann. Man erkennt die Nebenausstrahlung an dem gleichmäßigen Tastvorgang der interessierenden Ausstrahlungen, wenn man nicht bereits gehörmäßig den Nachrichteninhalt der beiden Aussendungen als identisch erkennt. Während das Panoramagerät zeitlich hintereinander bei nicht zu großer Auflösung abtastet, untersucht der Frequenzanalysator[17]) die augenblickliche Frequenzverteilung einer Zwischenfrequenz. Dazu wird die Zwischenfrequenz nochmals umgesetzt, so daß sie in das Gebiet des Analysators fällt. Um die Vieldeutigkeit auszuschalten, wird ein Seitenband nach der Umsetzung durch ein Bandfilter abgeschnitten. Das Gemisch wird durch fast 200 spektroskopische Filter (1 kHz bis 6 kHz) zerlegt [14]. Die Auflösung beträgt etwa 30 Hz.

Mit dem Gerät lassen sich auch trägerferne Teile des Frequenzspektrums untersuchen. Dazu muß der Träger durch den variablen Oszillator an eine Stelle geschoben werden, an der er von den Filtern nicht mehr angezeigt wird. Die Seitenfrequenzen allein genügen schon, um die Filter ansprechen zu lassen. Da die im Gerät verwendeten Glimmlampen jedoch nur einen bestimmten Amplitudenbereich verarbeiten, muß man, um schwache Amplituden noch sehen zu können, mit einem Selectojekt [15] den starken Träger u. U. dämpfen.

17) Entwicklung des Fernmeldetechnischen Zentralamts, Darmstadt.

b) Durch Verkehrsabwicklung

Die Identifizierung eines Senders durch die Verkehrsabwicklung gehört eigentlich nicht zu den Messungen, sondern zu den Beobachtungen, sie muß aber der Vollständigkeit wegen mit erwähnt werden. Um nämlich einen Sender eindeutig zu erkennen, müssen u. U. seine Verkehrsabwicklung beobachtet, die Rufzeichen der Gegenstelle aufgenommen oder Spruchköpfe, Telegrammköpfe u. dgl. festgestellt werden. Dazu ist es aber notwendig, das zu empfangende Sendeverfahren lesen zu können. Es ist also auf Grund der technischen Erscheinungsform das Verfahren auszuwählen, das möglichst das Lesen dieses Senders gestattet. Dazu gehört, daß u. U. aus einer Vielzahl von Kanälen die geeigneten, zusammengehörigen herausgesucht werden. Dies geschieht entweder mit festen Filtern, Einseitenbandgeräten oder mit Selectojects, die je nach Schaltung und Abstimmung eine Frequenz unterdrücken, verstärken oder aussenden können.

c) Durch Programmvergleich

Die Identifizierung eines Senders durch die technische Erscheinungsform und die Verkehrsabwicklung versagt, wenn der Sender nicht mit den gemessenen Daten und den aus der Verkehrsabwicklung gewonnenen Werten in den internationalen Listen verzeichnet ist. Dann muß durch Programmvergleich mit einem zweiten Empfänger zunächst untersucht werden, welcher Sender das gleiche Programm aufweist, ob es sich um eine Relaissendung, eine Parallelausstrahlung, eine Nebenausstrahlung oder eine Harmonische des Senders handeln kann. Bei der Suche nach der Relaissendung sind die Möglichkeiten der Wellenausbreitung abzuschätzen, damit bestimmt werden kann, wo die Relaisstation stehen könnte, wenn die aus der Verkehrsabwicklung bekannten Gegenstellen miteinander verkehren wollen. Die für die fraglichen Länder eingetragenen Frequenzen sind daraufhin auf das gleiche Programm zu untersuchen. Das Ergebnis ist durch Peilung zu bestätigen.

Bei Parallelausstrahlungen sind die Frequenzen des betreffenden Landes zu untersuchen, ob sich das gleiche Programm wiederfindet, das dann u. U. mit dem richtigen Rufzeichen getastet erscheint.

Bei Nebenausstrahlungen ist zunächst die gewollte Ausstrahlung zu suchen, deren Frequenzabstand normalerweise nicht zu groß sein dürfte. Dann muß aber auch die symmetrisch dazu auf der anderen Seite von der gewollten Ausstrahlung liegende, zugehörige Nebenfrequenz gesucht werden, da Nebenfrequenzen im allgemeinen symmetrisch auftreten. Erst wenn die symmetrische Ausstrahlung gefunden wurde, ist die Nebenausstrahlung wirklich identifiziert. Tastclicks zählen dabei im allgemeinen noch nicht als Nebenausstrahlung, sondern als übermäßige Bandbreite.

Wird dagegen die symmetrisch liegende Ausstrahlung nicht gefunden, muß man zunächst eine gewollte Parallelaussendung vermuten, bis weitere Messungen und Überlegungen, z. B. der Möglichkeiten der äußeren Kreuzmodulation, zu anderen Ergebnissen führen.

Besteht der Verdacht, daß die Ausstrahlung eine Harmonische ist, müssen die Grundwelle sowie die zwischen der zunächst beobachteten Harmonischen und der Grundwelle etwa noch vorhandenen Harmonischen gesucht werden.

d) Durch die Ortsbestimmung

Die Verkehrsabwicklung und die technische Erscheinungsform des Senders reichen oftmals, selbst wenn man das Rufzeichen erfaßt hat, nicht zum Erkennen des Senders aus, da einige Sender als Relaissender arbeiten und dabei das vom ursprünglichen Sender getastete Rufzeichen mit aussenden. Sie sind zunächst also selbst nicht zu erkennen. Ähnlich ist es bei Sendern, die getarnte Rufzeichen verwenden. Bei Störungen kann man aber bei der zuständigen Verwaltung nur vorstellig werden, wenn man den ungefähren Standort des Senders kennt. Daher ist die Standortbestimmung des Senders unerläßlich. Die Standortbestimmung geschieht durch Peilen (Bestimmen des Großkreises zwischen Sender und Empfangspunkt). Dabei müssen die Peilstellen so ausgewählt werden, daß für den betreffenden Sender von den einzelnen Peilstellen aus möglichst ein nicht zu spitzer Winkel entsteht, unter dem sich die Peilstrahlen schneiden. Deshalb sind die Peilplätze des Funkkontroll-Meßdienstes so über das Bundesgebiet verteilt, daß sie beim Peilen eines Senders, dessen Standort innerhalb der Bundesrepublik liegt, einen günstigen Schnittpunkt (Beispiel Sender A) ergeben müssen (Bild 18). Ergibt sich von den Peilstellen innerhalb der Bundesrepublik aus z. B. ein schleifender Schnittpunkt der Peilstrahlen (Beispiel Richtung Sender B), so müssen die Peilstellen des internationalen Funküberwachungsdienstes gebeten werden, mit zu peilen, um den Standort (z. B. einer störenden Ausstrahlung) genauer bestimmen zu können.

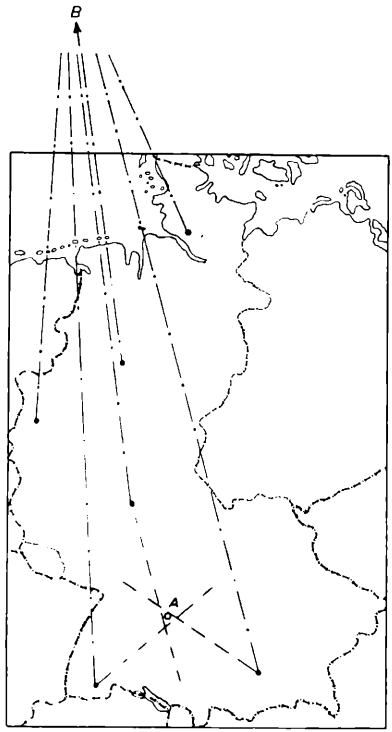


Bild 18. Peilstellen der Funküberwachung in der Bundesrepublik. A: Ein Sender in der Bundesrepublik mit kleinem Fehlerdreieck der Peilstrahlen. B: Ein weitentfernter Sender mit schleifendem Schnitt der Peilstrahlen.

Zur Peilung kann man das elektrische oder das magnetische Feld heranziehen, denn ein Dipol spricht auf das elektrische Feld und ein Rahmen hauptsächlich auf das magnetische Feld an. Die beiden Vektoren stehen senkrecht zur Ausbreitungsrichtung und senkrecht aufeinander. Fällt eine durch die Ionosphäre reflektierte Welle schräg ein, so wird sich der Rahmen, je nach Einfallswinkel der Welle in eine Richtung einstellen, die nicht dem Großkreis durch den Peilpunkt und den zu peilenden Sender entspricht. Daher ist der Rahmen nur anwendbar, wenn es sich um Peilungen der Bodenwelle handelt.

Die Wirkung des Peilers beruht auf der Charakteristik eines Rahmens oder eines Dipols. Sie ist eine 8 (Bild 19). Da man das Maximum gehörmäßig nur schwer abschätzen kann, dagegen bei kleinen Lautstärken das Ohr noch geringste Unterschiede wahrnimmt, stellt man die Antenne ins Minimum. Dieses wird um so breiter, je schwächer der Sender einfällt. Durch Überlagerung dieser 8-Spannung mit einer der Maximalspannung gleich

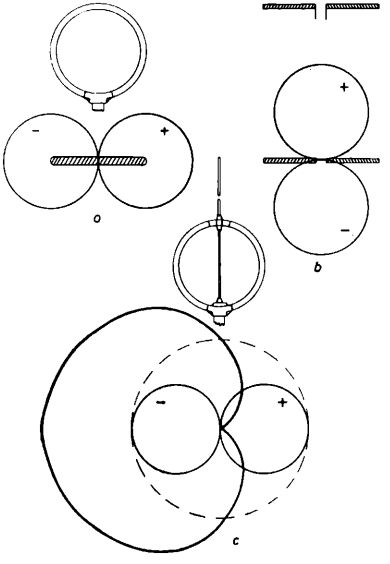


Bild 19. Peilspannungen von Rahmen und Dipol. a: 8-Spannung des Rahmens. Die Rahmenebene zeigt zum Sender. b: 8-Spannung des Dipols. Die Dipolebene steht senkrecht zur Senderichtung. c: Kardioidenspannung von Rahmen und Stab.

großen Rundspannung einer Stabantenne erhält man eine Kardioidenspannung, da sich der eine Teil der 8-Spannung addiert, während der andere Teil umgekehrtes Vorzeichen hat und sich daher teilweise aufhebt. Auf diese Weise kann man die Seite bestimmen, auf der der Sender liegt. Das Minimumpeilen erfordert (besonders bei gestörten Ausstrahlungen) eine große Übung, da man gerade den Sender bestimmen soll, den man im Peiler n i c h t mehr hört.

1. Lang- und Mittelwellenpeiler

Bei Lang- und Mittelwellen überwiegt am Tage die Bodenwelle. Daher wendet man für diese Frequenzbereiche im allgemeinen Rahmenpeiler an. Um möglichst viel Spannung, besonders bei den älteren unempfindlichen Empfängertypen an den Peilempfänger zu erhalten, muß der Rahmen verhältnismäßig groß sein (25 m^2 Fläche). Diese Rahmen wären aber zu schwer zu drehen. Infolgedessen setzt man zwei um 90 ^{0} gekreuzte, feststehende Rahmen auf, die das magnetische Feld abtasten, und überträgt die Spannungen auf ebenso gekreuzte Spulen. Dieses Spulenfeld wird nun durch einen kleinen Rahmen abgetastet (Bild 20). Im Fernfeld eines Lang- oder Mittelwellensenders wird zu den Dämmerungszeiten, wenn die ionosphärische Reflexion

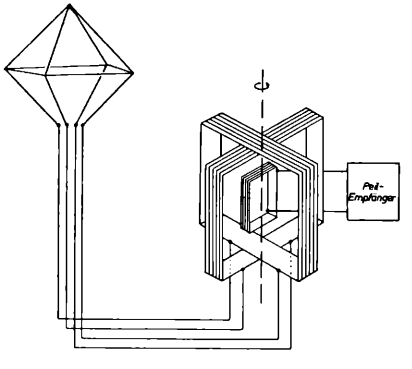


Bild 20. Schema eines feststehenden Kreuzrahmenpeilers mit Goniometer.

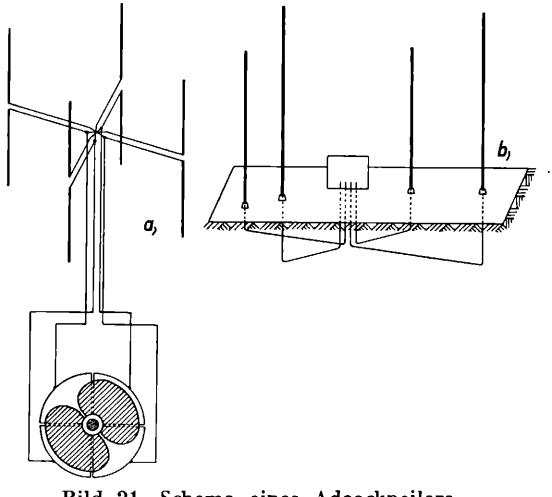


Bild 21. Schema eines Adcockpeilers. a: H-Adcock mit kapazitivem Goniometer. b: U-Adcock.

einsetzt, die Raumwelle etwa gleichgroß der Bodenwelle werden, um dann nachts stärker als die Bodenwelle zu sein. In der Dämmerung werden demnach zwei etwa gleichstarke Wellen (Boden- und Raumwelle) interferrieren. Damit wird die Resultierende verschiedene Erhebungswinkel und wahrscheinlich auch verschiedene Polarisation aufweisen. Der Rahmen wird daher zu diesen Zeiten für die Peilung unbrauchbar. Man bezeichnet dies als Dämmerungs- oder Nachteffekt. Diese Fehlweisungen vermeidet man mit „nachteffektfreien" Peilern, sogenannten Adcock-Peilern [16]. Diese Peiler verwenden Dipole an Stelle der Rahmen. Die Dipole sind, um eine eindeutige Polarisation aufzunehmen und somit den Nachteffekt auszuschalten, so zusammengeschaltet (Bild 21), daß sich die von den symmetrischen Zuführungen aufgenommenen Spannungen aufheben (H-Adcock). Bei einem U-Adcock sind die Dipole durch unterirdische Kabel mit dem Goniometer verbunden. Dadurch werden überhaupt keine störenden Spannungen in horizontaler Komponente aufgenommen. Der deutsche Funküberwachungsdienst hat bisher nur einen nachteffektfreien (H-Adcock)-Peiler für Lang- und Mittelwellen beim Fernmeldetechnischen Zentralamt in Darmstadt.

2. Kurzwellenpeiler

Bei Kurzwellen ist die Bodenwelle stark gedämpft. Daher müssen, um die Richtung von fernen Kurzwellensendern zu bestimmen, immer „nachteffektfreie" Peiler, also Adcock-Peiler benutzt werden. Die deutsche Funküberwachung verwendet hauptsächlich H-Adcock-Peiler (Bild 22). Obwohl der Abgleich der H-Adcock-Peiler viel schwieriger ist als der von U-Adcockanlagen, muß die deutsche Funküberwachung doch meist H-Adcock-Peiler verwenden, weil in unmittelbarer Nähe der Meßstellen im allgemeinen kein für U-Adcock-Peiler geeignetes Gelände vorhanden ist. Die Wahl der Meßstellen hängt aber von so viel anderen Faktoren ab, daß sie nicht immer auf einem für Peilstellen günstigen Gelände errichtet werden können.

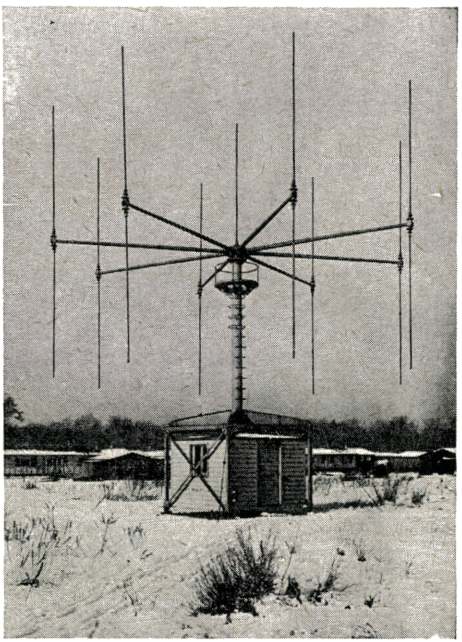


Bild 22. Kurzwellen-H-Adcock des Fernmeldetechnischen Zentralamtes.

Die deutsche Funküberwachung verwendet 8fach-H-Adcockanlagen, da zur Vermeidung einer Viertelkreisigkeit der Funkbeschickung mehr als 4 Dipole vorhanden sein müssen. Zur Zeit des Baues der Anlagen gab es aber keine kapazitiven 6fach Goniometer, um nur 6 Dipole verwenden zu können. Die Kurzwellenpeiler der Funküberwachung müssen auch, wie alle Meßgeräte der Funküberwachung, den größtmöglichen Frequenzbereich überstreichen. Die Peiler können daher nicht im ganzen Bereich so empfindlich sein, wie Spezialpeiler für schmalere Frequenzbereiche.

Sehr steil einfallende Kurzwellen geben jedoch auch bei Adcockpeilern meist kein stehendes Minimum, die Anzeige pendelt sehr stark, und die Sender können sogar „durchdrehen". Aus diesem Grunde wurde der Peilwinkeloszillograph[18]) als Hilfsmittel verwendet, um die Peilbarkeit eines Senders festzustellen. Die eigentliche Peilung sollte jedoch stets als Gehörpeilung durchgeführt werden.

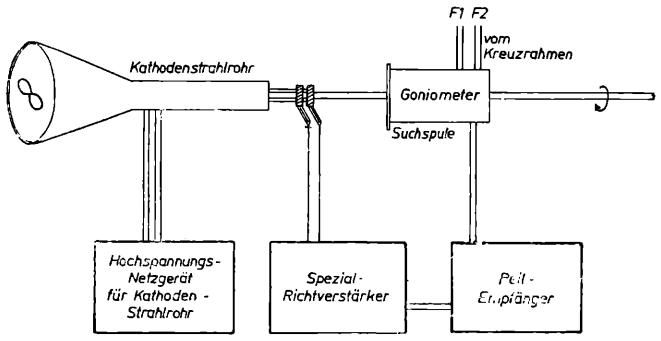


Bild 23. Prinzip des Peilwinkeloszillographen

Der Peilwinkeloszillograph (Bild 23) [17], der die an der Suchspule induzierte Spannung phasenrichtig auf dem Braunschen Rohr mit magnetischer Ablenkung abbildet, zeichnet sichtbar die „Peilacht" auf. Man kann an der Lage der Peilacht den Winkel des Peilstrahles ablesen. Zugleich zeigt aber die Form der Peilacht und ihr Pendeln die Güte der Peilung an. Verschiedene Oszillogramme sind in Bild 24 wiedergegeben. Der Peilwinkeloszillograph ermöglicht auch durch längeres Beobachten die ungefähre Einfallsrichtung zu bestimmen, wenn die Gehörpeilung wegen eines zu großen Pendelns versagt. Da etwa im Umkreis von 100 m um den Peiler keine Bebauung, keine größeren Bäume oder Sträucher stehen dürfen, muß der Pei-

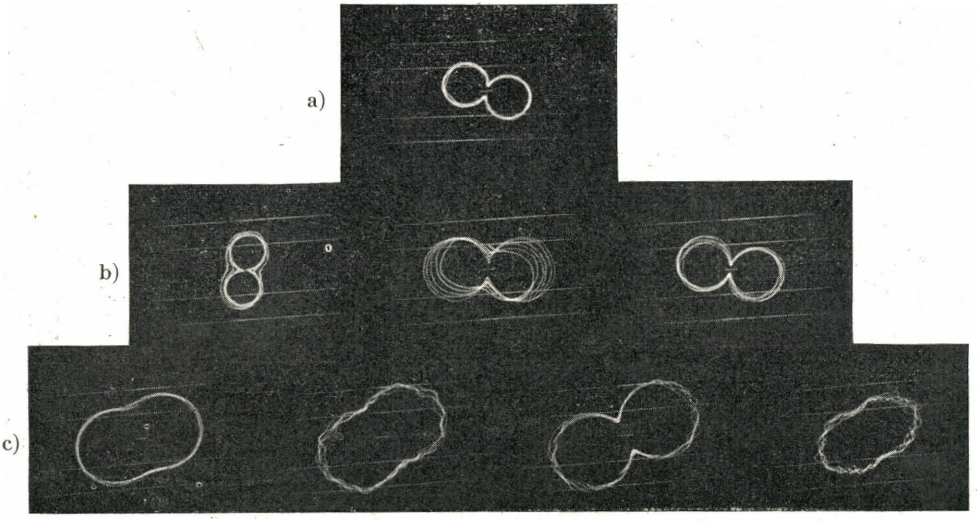


Bild 24. Oszillogramme des Peilwinkeloszillographen. a: stehendes Bild; gute Peilgenauigkeit. b: stark pendelnde Peilacht; Sender kaum zu peilen. c: getrübte und pendelnde Peilacht; richtungweisende Peilung möglich.

18) Firma Edelmann, München.

ler abseits von der eigentlichen Meßstelle errichtet werden. Dies erforderte einen sehr großen Personalaufwand, wollte man die Peiler ständig besetzt lassen. Andererseits fordern die Überwachungsmessungen aber, daß man ständig peilen kann. Daher muß, um Peilpersonal einzusparen, der Peiler fernbedient werden. Es ist möglich, einen Peiler fern zu bedienen, seitdem der Sichtfunkpeiler nach dem Mehrkanalprinzip hergestellt wird [18, 19].

Das Prinzip des Sichtfunkpeilers[19]) (Bild 25) beruht darauf, die beiden von den gekreuzten Antennen kommenden Spannungen in zwei getrennten Kanälen den Plattenpaaren eines Braunschen Rohres zuzuführen und dort eine Anzeige, die der Peilrichtung entspricht, hervorrufen zu lassen. Die Schwierigkeit dabei ist, daß die Verstärkung und der Phasengang der Kanäle immer genau gleich sein müssen. Diese Bedingung kann nur durch ständiges handbedientes oder automatisches Eichen erfüllt werden. Da beim Sichtfunkpeiler kein Goniometer mehr benutzt wird, entfällt ein Nachlaufen der Einstellung, wenn der Peiler fernbedient wird. Das Nachlaufen des Goniometers verhinderte aber bisher die Fernbedienung. Die Einfallsrichtung wird auf einem Tochteroszillographen angezeigt, der zwischenfrequent gesteuert wird. Damit kann der Meßbeamte die Kurzwellenpeilung am Tochtergerät unmittelbar neben seinem Meßplatz ablesen. (Der Oszillograph am Peiler selbst fällt dabei weg).

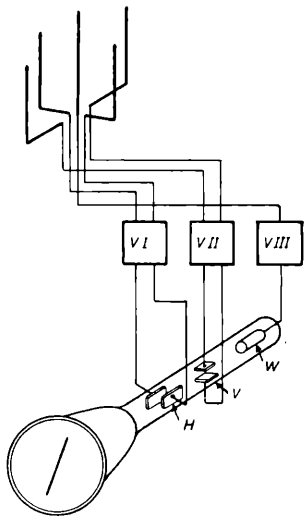


Bild 25. Prinzip des Sichtfunkpeilers.
V I, V II, V III = Verstärker der Kanäle I, II u. III
H = Horizontale Ablenkplatten
V = Vertikale Ablenkplatten
W = Wehneltzylinder

Der Zweikanal-Sichtfunkpeiler bietet gegenüber der Gehörpeilung verschiedene Vorteile.

1. Der Peiler ist ein Maximumpeiler, d. h. man peilt den Sender dann, wenn man ihn gerade am besten empfängt.
2. Sind zwei oder mehr Sender gleichzeitig in dem 400 Hz breiten Durchlaßbereich des Peilempfängers (schmalere Filter würden zu große Gleichlaufschwierigkeiten verursachen), so zeigt der Peiler die einzelnen Sender mit ihren Richtungen an. Bild 26 zeigt einige Aufnahmen. Der Strich verbreitert sich und nimmt eine vieleckige Gestalt an. Die Begrenzungslinien des Vielecks sind die Peilrichtungen. 3 Sender kann man dabei bei einiger Übung noch gut auseinanderhalten.
3. Auch sehr schwache Sender sind peilbar, sowie sie sich über das Rauschen herausheben, da man auch bei starker Verbreiterung des Striches durch das Rauschen immer noch die bevorzugte Richtung erkennen kann.
4. Der Peiler gibt wie der Peilwinkeloszillograph auch Aufschluß über die Brauchbarkeit der Peilung, da sich der Peilstrich zu einer pendelnden Ellipse aufblähen oder sich sogar zu einem Kreis ausdehnen kann, wenn der Sender „durchdreht".

Da die deutsche Funküberwachung stets mit mehreren Peilern die Richtung bestimmt, kann sie weitgehend auf die „Seitenanzeige" verzichten.

19) Firma C. Plath GmbH, Hamburg.

Die Seite kann aber durch Zusatz der verstärkten Rundspannung über einen dritten Kanal oder durch andere Kunstgriffe auch zur Anzeige gebracht werden.

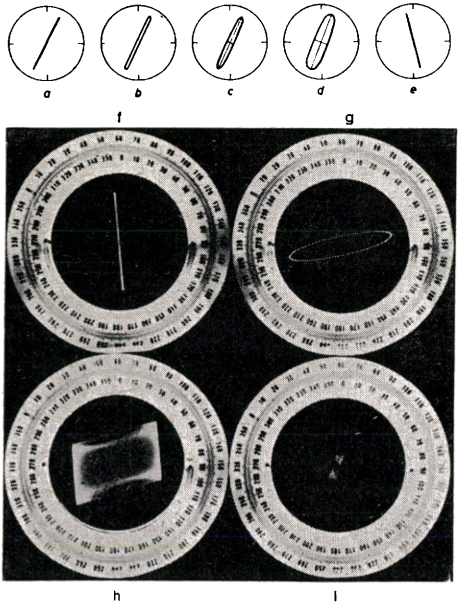


Bild 26. Aufnahmen von Anzeigen eines Sichtfunkpeilers
a—e: Schema des Pendelns der Anzeige beim Einfall von zwei kohärenten Wellen mit verschiedenen Phasendifferenzen.
a: $\varphi = 0^0$
b: $\varphi = 45^0$
c: $\varphi = 90^0$
d: $\varphi = 135^0$
e: $\varphi = 180^0$
f—i: Originalaufnahmen
f: Einzelsender, nur ein Wellenzug vorhanden
g: Einzelsender, verschiedene Wellenzüge treffen am Empfangsort ein
h: Zwei Sender; beide Richtungen sind durch die Seiten des Parallelogramms abzulesen
i: Schwacher Sender, der fast im Rauschen untergeht.

Trotz der Fernbedienung[20]) läßt sich aber der Peiler nicht so weit von der Funküberwachungsstelle absetzen, daß ideales Peilgelände ausgenutzt werden könnte. Daher weisen alle Peiler der deutschen Funküberwachung eine Funkbeschickung auf, die zu den abgelesenen Peilwerten hinzugerechnet werden muß, um die wahre Peilung zu ergeben. Bild 27 zeigt das

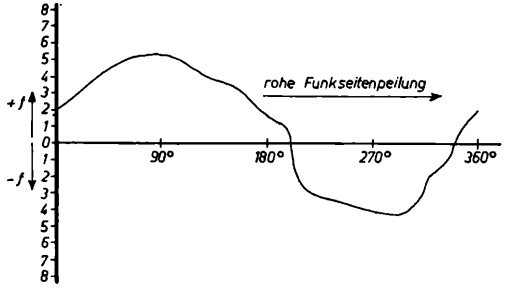


Bild 27. Funkbeschickungskurve

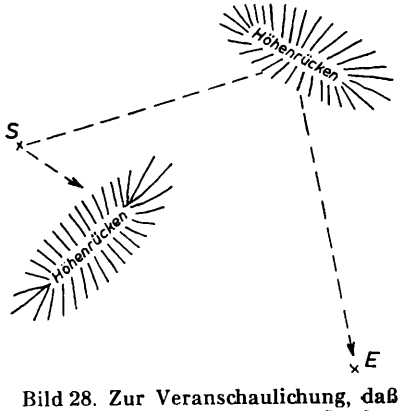


Bild 28. Zur Veranschaulichung, daß bei UKW meist nur die Sendereinfallrichtung bestimmt wird, aber selten „gepeilt" werden kann

20) Firma C. Plath GmbH, Hamburg.

Beispiel einer Funkbeschickungskurve eines Peilers, die punktweise für die einzelnen Frequenzen aufgenommen werden muß.

3. Ultrakurzwellenpeiler

Es ist bekannt, daß man bei räumlicher Peilung von Ultrakurzwellen mit Dipolen und Reflektoren sehr gute Ergebnisse erzielt. Das räumliche Peilen z. B. von Flugzeugen gehört aber nicht zum Aufgabenbereich des Funkkontroll-Meßdienstes. Dieser Dienst hat vielmehr die Einfallsrichtung des Senders in Bodennähe zu bestimmen. Leider treten hier aber oftmals Fehlpeilungen auf, da die Wellen an Hindernissen reflektiert werden. Man peilt dann das Hindernis oder einen Sekundärstrahler. Dies tritt ganz besonders dann auf, wenn die direkte Strahlung z. B. durch einen Bergrücken geschwächt ist (Bild 28). Daher kann man im allgemeinen nicht von einer Ultrakurzwellen-„Peilung" (Bestimmung der Standortlinie eines Senders) sprechen, sondern nur von der Einfallsrichtung der Strahlung. Ob diese Richtung mit der Standortlinie zusammenfällt, müssen im Einzelfall weitere Untersuchungen ergeben. Selbst wenn man die Ultrakurzwellen-„Peiler" auf hohe Berge stellen würde, könnte man nicht mit Sicherheit die Standortlinie bestimmen, da auch an den Berghängen Reflexionen auftreten können, die die Richtung u. U. verfälschen.

Um die Einfallsrichtung zu bestimmen, verwendet man bereits breitbandige Dipolkombinationen oder solche, die sich schnell auf die jeweilige Frequenz einstellen lassen.

4. Fahrbare Peilanlagen

Durch die Fernpeilung mehrerer Peilstellen bei Lang-, Mittel- und Kurzwellen wird immer ein mehr oder weniger großes Fehlerdreieck entstehen (Bild 18). Genügt diese Genauigkeit der Ortsbestimmung noch nicht, wenn z. B. der genaue Standort eines Schwarzsenders festgestellt werden soll, so muß in der Nähe dieses Fehlerbereiches nochmals gepeilt werden. Dazu muß man fahrbare Peilanlagen einsetzen.

Bei Ultrakurzwelle sind fahrbare Anlagen auch zu verwenden, um die Einfallsrichtung der Strahlung näher bestimmen zu können. Dabei ist durch mehrere Peilungen an verschiedenen Orten festzustellen, ob sich die Einfallsrichtung mit der Standortlinie deckt. Bei Ultrakurzwelle sind die Dipole bereits so handlich, daß man sie auch bei Fahrzeugen verwenden kann.

Bei Lang- und Kurzwellenpeilungen befindet sich der Wagen bereits in der Nähe des durch die Fernpeiler aufgezeigten Fehlerdreiecks, also im Bereich der Bodenwelle, so daß mit Rahmen nach „Einnorden" des Fahrzeuges mit einem Richtgerät gepeilt werden kann. Die deutsche Funküberwachung verwendet für die Nahfeldpeilung einen VW-Kombi[21]), der je nach dem Verwendungszweck die einzelnen Peilantennen aufgesteckt erhält. Der Peilempfänger bildet mit der abnehmbaren Peilantenne eine feste Einheit, während die aufsteckbaren UKW-Dipole an den entsprechenden Empfänger über Kabel angeschlossen werden. Der UKW-Empfänger kann an beliebiger Stelle im Wagen stehen. In vielen Fällen ist bei den fahrbaren Anlagen ebenso wie

21) Entwicklung Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt, Bau Firma Schimon, Frankfurt (Main).

bei den ortsfesten Peilern eine gleichzeitige Peilung durch mehrere Fahrzeuge notwendig, um den richtigen Sender zu erfassen. Daher ist es unerläßlich, daß

1. die Fernfeldpeiler untereinander durch ein besonderes Befehlsnetz verbunden sind und
2. dieses Netz drahtlos bis zu den fahrbaren Nahfeldpeilern fortgesetzt wird.

(Zusammenfassung, Summary, Résumé am Ende des 2. Teiles.)

Schrifttum

(1. Teil)

1. H. Fleischer, Internationale Funküberwachung, Fernmelde-Ingenieur 4/1955.
2. H. Fleischer, Vom Überwachen zum Kontrollmessen, Funkpraxis 1/1955.
3. G. Vogt, Rundfunkempfänger und Empfangsanlagen, Das Elektron 11, 12/1949.
4. W. Kleen, Das Rauschen der Empfänger, Fernmeldetechnische Zeitschrift 1, 2/1951.
5. J. Grosskopf, Die Grundlagen der Feldstärke-Meßtechnik und Meßverfahren, Fernmelde-Ingenieur 7, 8/1953.
6. W. Meyer, Der Telefunken-Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104 KW-4, Funkpraxis 3—10/1954.
7. W. Hasselbeck, Frequenzkonstanz und Treffsicherheit beim Kurzwellenverkehrsempfänger E 104, Telefunkenzeitung 107/1955.
8. H. Graziadei, Eine vertikale Breitbandantenne von besonderer Formgebung für den Kurzwellen- und Ultrakurzwellenbereich, Felten und Guilleaume-Rundschau 35/1952.
9. A. Troost, Neuentwicklung von Kurzwellen-Adcock-Peilern, Telefunken-Zeitung 94/1952.
10. K. Vogt, Mehrfachausnutzung von Kurzwellen-Empfangsanlagen, Bericht Nr. 53/10, Funkamt Frankfurt.
11. K. Vogt, Breitbandverstärkung im Kurzwellenbereich, Bericht Nr. 53/1, Funkamt Frankfurt.
12. K. Vogt, Mehrfachausnutzung von Kurzwellen-Empfangsantennenanlagen, Bericht Nr. 53/5, Funkamt Frankfurt.
13. K. Fischer, Elektronische Antennenverteiler, Elektronische Rundschau 4/1955.
14. F. Fischer, Schallfrequenzspektrometer nach der stroboskopischen Methode, Fernmeldetechnische Zeitschrift 5/1950.
15. O. Villard, The selectoject, QST Nov. 1949.
16. W. Meyer, Funkpeiltechnik mit modernen Geräten, Funkpraxis 12/1954, 1/1955.
17. M. Wächtler, Zur Standortbestimmung von Kurzwellensendern, Fernmeldetechnische Zeitschrift 8/1948.
18. J. Pietzner, Untersuchung des Interferenzfeldes elektromagnetischer Wellen mit dem Sichtfunkpeiler, Fernmeldetechnische Zeitschrift 2/1954.
19. M. Wächtler, Die Bedeutung von Funkpeilern mit Sichtanzeige für die Schiffsnavigation, Hansa 9, 10/1954.

Der Fernmelde-Ingenieur

ZEITSCHRIFT FÜR AUSBILDUNG UND FORTBILDUNG

Herausgegeben von Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Karl Herz

Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost

VERLAG FÜR WISSENSCHAFT UND LEBEN GEORG HEIDECKER

WINDSHEIM (MFR.)

9. JAHRGANG / Heft 12 — 15. DEZEMBER 1955

Internationale Funküberwachung II, 2

(Funküberwachungsmessungen 2. Teil)

Abt. III Gr. F — Von Horst Fleischer

DK 621.396.664.08

1. Teil

I. Einleitung
II. Meßempfänger
III. Antennen
IV. Bereichsbeobachtung
V. Identifizierung von Sendern
Schrifttum (1. Teil)

2. Teil

VI. Frequenzmessungen
VII. Feldstärkemessungen
VIII. Leistungsmessungen
IX. Messungen der äußeren Kreuzmodulation
X. Bandbreitenmessungen
XI. Polarisationsmessungen
XII. Störungsmessungen
XIII. Wissenschaftliche Messungen
XIV. Zusammenfassung, Summary, Résumé
Schrifttum (1. u. 2. Teil)

VI. Frequenzmessungen

Ein Merkmal jeder Ausstrahlung ist ihre Frequenz. Daher gehört zu jedem Erkennen einer Ausstrahlung auch eine Frequenzmessung. Diese wird im einfachsten Fall durch Ablesen am Meßempfänger bestimmt. Da die Meßempfänger auf gute Frequenzkonstanz entwickelt sind, werden die früheren handelsüblichen Frequenzmesser mit einer Konstanz von etwa 10^{-5} überflüssig. Sie besitzen außer der größeren Ablesegenauigkeit keine wesentlichen Vorteile gegenüber den Meßempfängern.

Die Frequenzgenauigkeit der Funksender hat sich gerade in letzter Zeit weiterhin gesteigert, so daß auch bereits Kurzwellensender jeder beliebigen Frequenz mit etwa Quarzgenauigkeit (10^{-6}) gesteuert werden können [20]. Die Steigerung der Frequenzgenauigkeit der Sender ist solange keine technische Spielerei, solange die Frequenztoleranz noch gleich oder größer ist als die zulässigen Bandbreiten (Bild 29), weil man dann durch Steigerung der Genauigkeit weitere Frequenzen für Funksender frei bekommt. Man kann dadurch die bisherigen Sender näher aneinanderrücken. Dies ist bei dem außerordentlichen Bedarf an Funkfrequenzen eine unbedingte Notwendigkeit. Je näher die Funksender aber frequenzmäßig aneinanderrücken, desto genauer muß die Funküberwachung messen, damit keine Überschrei-

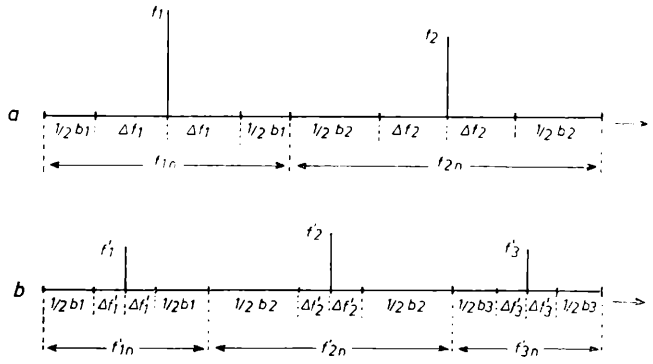


Bild 29. Bei einer Verringerung der Frequenztoleranz können mehr Sender untergebracht werden. f_1 und f_2 = Sollfrequenzen zweier Sender; f = Frequenztoleranz; b = Bandbreite; f_n = notwendige Bandbreite; $f'_{1,2}$ = neue Sollfrequenzen nach Verringerung der Frequenztoleranz auf f'; f'_3 = Sollfrequenz für einen weiteren Sender.

tungen aufkommen, die andere Frequenzen stören. Die erforderliche Meßgenauigkeit der Funküberwachung beträgt dabei mindestens 10^{-7}. Dazu muß eine Normalfrequenz bei jeder Meßstelle vorhanden sein . Diese wird, um Personal zu sparen und um die Anlage immer auf der genannten Genauigkeit zu halten, ständig automatisch auf die über Leitung vom Fernmeldetechnischen Zentralamt zugeführte Normalfrequenz von 1000 Hz [21], die besser als 10^{-7} liegt, eingeregelt.

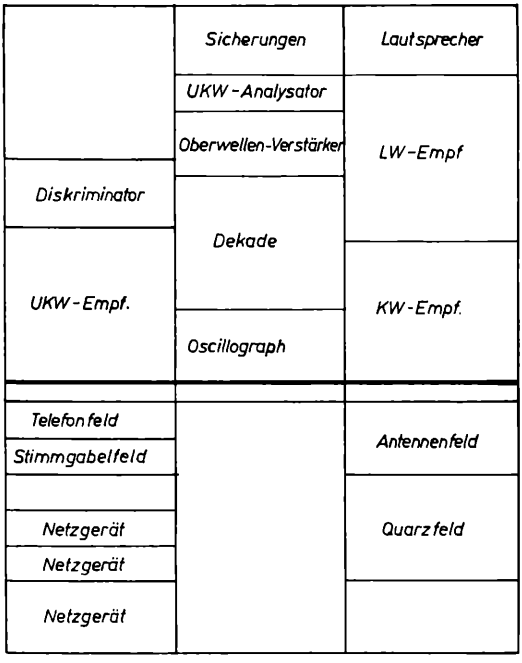
a) Amplitudenmodulierte Sendungen

Das früher bei der deutschen Funküberwachung benutzte Frequenzmeßverfahren mit von der Normalfrequenz abgeleiteten Spektrumspunkten [22] ist veraltet. Andererseits wendet die deutsche Funküberwachung das Verfahren der elektronischen Auszählung nicht an [23], weil man damit nur stark einfallende, ungestörte Sender messen oder die Schwingungen eines Empfängerüberlagerers, der elektrisch mit einer gewissen Genauigkeit dem zu messenden Sender nachgezogen wird, auszählen kann. Dieses Verfahren eignet sich daher nicht für alle Sender, denn die Funküberwachung hat die Sender ja gerade unter erschwerten Bedingungen zu messen. Man kann den Meßbeamten nicht durch eine Automatik ersetzen, die durch Störungen außer Tritt geworfen werden kann. Andererseits braucht die Funküberwachung im allgemeinen keine Reihenuntersuchungen der Frequenzkonstanz vorzunehmen, wie sie in Laboratorien und beim Sender häufiger vorkommen, so daß sich die schnelle, oftmals wiederhol- und schreibbare elektronische Meßmethode erübrigt. Das bei der deutschen Funküberwachung angewendete Verfahren sieht daher meist den oszillographischen Vergleich der zu messenden Frequenz mit einer durch die Normalfrequenz gesteuerten Frequenz (Frequenzsynthese [24]), vor. Die Frequenzmeßanlage [22]) (Bild 30) besteht schematisch aus einem Antennenschaltfeld, mit dem die Antenne und die Empfänger, die zur Messung verwendet werden sollen, ausgewählt werden, sowie aus einem Dämpfungsglied, das sowohl die Antennenspannung als auch die von der Meßanlage auf den Empfängereingang abgegebene Spannung zu regeln gestattet. Beide Spannungen werden etwa gleich groß eingestellt.

Die von der Meßanlage abgegebene Frequenz wird dabei in dekadischen Schritten bis auf 100 Hz eingestellt und mit der Normalfrequenz synchronisiert. Die 100 Hz werden mit einem Feinverstimmungsoszillator, der vor jeder Messung mit der Normalfrequenz zu eichen ist, auf 0,1 Hz genau ausgemessen. (Synchronisierung auch dieser Frequenz ist grundsätzlich möglich.)

22) Firma Schomandl, München.

Bei der deutschen Funküberwachung wird dabei die Vergleichsfrequenz genau um 1 kHz (oder Vielfache) versetzt und mittels eines Braunschen Rohres angezeigt, wobei das eine Plattenpaar die sich aus der Empfangs- und Vergleichsfrequenz ergebende Schwebungsfrequenz erhält, während das andere Plattenpaar mit 1000 Hz Normalfrequenz (bzw. Vielfache) beschickt wird (Bild 31).



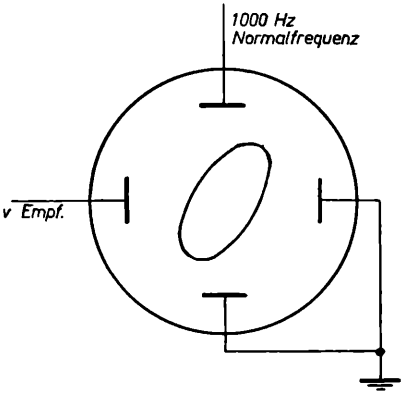


Bild 31. Schaltung des Oszillographen zum Vergleich der überlagerten Empfangsfrequenz mit 1000 Hz-Normalfrequenz.

← Bild 30. Frequenzmeßanlage der deutschen Funküberwachung (prinzipieller Aufbau einer neueren Anlage).

Das oszillographische Verfahren eignet sich auch zur Messung getasteter Sender, da das Auge sehr gut erkennt, ob die entstehende Lissajousche Figur des Frequenzvergleiches [25, 26] bei jeder Tastung wieder erzeugt wird.

Grundsätzlich werden die Frequenzen von der Funküberwachung während des Betriebes des Senders gemessen. Dies bereitet mitunter große Schwierigkeiten beim Identifizieren, auch sind die Sender oftmals schwer von benachbarten Sendern zu trennen. Die Modulation wird bei der Messung durch sehr schmale Filter beschnitten, so daß durch sie keine Fehlmessung auftreten kann. Lediglich wenn der Sender gerade mit 1000 Hz moduliert ist, muß eine andere Vergleichsfrequenz benutzt werden.

Man erhält die bekannten Lissajouschen Figuren, da man je nach der zu messenden Frequenz die Oberwellen der 1000 Hz-Frequenz als Vergleich benutzt. Um auch mit den Oberwellen der Vergleichsfrequenz messen zu können, ist noch ein Oberwellenverstärker eingesetzt, der die Vergleichsfrequenz bis mindestens 600 MHz mit ausreichender Spannung abgibt. Die Röhrenheizung und die erste Stufe des Normalquarzes der Meßanlage ist an eine Batterie angeschlossen, damit die eigene Quarzfrequenz nach Stromunterbrechungen der Netzversorgung nicht aus dem Regelbereich der Automatik herauslaufen kann.

Stehen Sender mit durchlaufendem Träger sehr genau auf Frequenzen, die durch 100 Hz teilbar sind, so können die Schwebungen, die sie mit der auf volle 100 Hz eingestellten Normalfrequenz bilden, elektronisch ausgezählt werden. Die Zeit der Zählung von 10 oder 100 sec wird auch von der Quarzfrequenz abgeleitet. Ist der Empfang des Senders nicht störungsfrei, so müssen langsame Schwebungen am Braunschen Rohr optisch beobachtet und mit der Stoppuhr ausgezählt werden.

b) Frequenzmodulierte Sendungen

Frequenzmodulierte getastete Sendungen können nach dem gleichen Verfahren wie amplitudenmodulierte Sendungen gemessen werden, da man es jeweils mit einer festen Frequenz (Pausen- oder Zeichenfrequenz) zu tun hat. Daher wird so gemessen, als ob nur die Pausenfrequenz oder die Zeichenfrequenz amplitudenmoduliert getastet würde.

Die Frequenz anderer frequenzmodulierter Sender während des Betriebes zu messen, erfordert besondere Zusatzgeräte[23]). Die Sender müssen aber von der Funküberwachung während des Betriebes gemessen werden, um aufzuzeigen, daß die Mittenfrequenz mit der unmodulierten Trägerfrequenz übereinstimmt und nicht durch ungleichmäßige Aussteuerung verlagert ist. Zur Messung benutzt man Mittenfrequenzzeiger. Dabei wird die Vergleichsnormalfrequenz soweit von der Mittenfrequenz versetzt, daß sie unterhalb des vollen Hubes des Senders steht. Damit werden die von dem zu messenden Sender mit der Vergleichsfrequenz gebildeten Differenzfrequenzen den Frequenzschwankungen des modulierten Senders entsprechen. Das Gerät zeigt den Mittelwert der Differenzfrequenz an. Dieser Wert ist zur Vergleichsfrequenz zu addieren, um die absolute Mittenfrequenz zu erhalten. Damit das Gerät richtig anzeigen kann, müssen die Amplituden der beiden zu überlagernden Frequenzen (Normalfrequenz und schwankende Senderfrequenz) annähernd gleich groß eingestellt werden. Ebenso kann der Sender nur gemessen werden, wenn der Begrenzer des verwendeten Empfängers voll anspricht, d. h. wenn der Sender so stark einfällt, daß das Rauschen die Messung nicht verfälscht. Bei den Messungen muß ein breites Frequenzband verarbeitet werden, so daß man zweckmäßigerweise mit der vom Empfänger erzeugten Zwischenfrequenz mißt. An den Frequenzzeiger ist ein Tintenschreiber anzuschließen, der die Frequenzabweichung fortlaufend registriert. Die Frequenzschwankungen zwischen Vergleichsfrequenz und Sendefrequenz könnten auch elektronisch ausgezählt werden. Da aber die Funküberwachung grundsätzlich im Fernfeld mißt und mit Störungen rechnen muß, ist diese Methode nicht anzuwenden. Eine Automatik kann Störimpulse nicht von Normalimpulsen unterscheiden und ergibt daher leicht Fehlmessungen.

c) Zusatzgeräte zur Meßanlage

Ein Zusatzgerät für die Meßanlage ist das Panoramagerät. Vorläufig ist beim deutschen Funküberwachungsdienst nur ein Panoramagerät für UKW[24]) eingeführt, das vor allem mit Erfolg dort eingesetzt wird, wo örtlich, wie z. B. in Berlin (West), sich sehr viele UKW-Dienste im gleichen Bande konzentrieren. Durch einen Zusatz [27], der den Empfänger um

23) Firma Schomandl, München. Firma Rohde & Schwarz, München.
24) Entwicklung Landespostdirektion Berlin.

200 kHz verhältnismäßig langsam durchwobbelt, werden die einzelnen Ausstrahlungen auf einem Oszillographen aufgezeichnet, dessen Ablenkung horizontal durch die Wobbelspannung mit gesteuert wird. Dieses Gerät gibt wichtige Aufschlüsse über die Störmöglichkeiten der Sender des gewobbelten Bereiches und vereinfacht das Identifizieren und Messen.

Ein weiteres Panoramagerät für Kurzwelle ist in Erprobung[25]). Es ist ein vollständiger mit 25 Hz gewobbelter Empfänger, der einen Bereich von ± 200 kHz mit einer Auflösung von etwa 3,5 kHz auf einem Braunschen Rohr anzeigt. Ein zweites Rohr löst die eingestellte Frequenz (Mitte des ersten Rohres) bei einer Gesamtbreite von ± 5 kHz bis auf 200 Hz auf. Auch hier dient das Gerät zum besseren Erkennen von Störungen, zum leichteren Identifizieren, zum vereinfachten Messen, zum Erkennen von Tastclicks u. a.

d) Fahrbare Frequenzmeßanlagen

Die Kurzwellensender können meist nur in Sendernähe gemessen werden, da die tote Zone sich praktisch über ganz Deutschland ausbreitet. Daher befinden sich die deutschen Funküberwachungsstellen auch möglichst in der Nähe größerer Kurzwellensendestellen. Die meisten nicht kommerziellen Kurzwellenstationen, die Frequenzen für Weitverkehr benutzen, können aber von den ortsfesten Überwachungsstellen nicht erfaßt werden. Ebenso können von den festen Meßstellen auch nur wenige UKW-Sender gemessen werden, da deren Reichweite normalerweise ungefähr durch die „optische Sicht" begrenzt wird. Um diese Sender zu kontrollieren, muß man in der Nähe der Sendefunkstelle messen. Dazu ist eine fahrbare Meßanlage notwendig. Wegen der geforderten hohen Meßgenauigkeit muß diese Anlage mit den schweren Meßempfängern und Meßgeräten bestückt sein. Die Heizung des Quarzes und die Quarzstufe der Frequenzmeßanlage müssen auch bei diesen fahrbaren Anlagen dauernd durchlaufen, gleichgültig ob der Wagen fährt oder ob er gelegentlich in der Garage steht. Daher ist eine sehr große Batterie mitzuführen. Die Batterie, ein Netzersatz-Aggregat und die schweren Meßgeräte und Anlagen werden in einem Wagen (3,5 to)[26]) untergebracht. Auf einen Anhänger für das Aggregat wurde verzichtet, um den Meßwagen beweglich zu halten.

Die Wagen müssen während ihrer Fahrten häufig Sender kontrollieren, die selten „in der Luft sind". Sie müssen daher aufgefordert werden, zu arbeiten. Um sich dann während des Messens mit dem Sender — z. B. bei Beanstandungen oder zum Einschalten einer anderen Sendeart — verständigen zu können, führen die Wagen 2 tragbare Funksprechgeräte mit, von denen jeweils eines beim Sender während der Messungen aufgestellt wird.

Diese „Großen Wagen" führen also die Kontrollmessungen durch, dagegen sind sie für schnelle Störungsbeseitigung nicht geeignet. Es muß deshalb auch der kleine Meßwagen in Störungsfällen Frequenzen mit geringerer Genauigkeit messen können. Hierzu werden handelsübliche Frequenzmesser bis 600 MHz verwendet.

VII. Feldstärkemessungen

Feldstärkemessungen werden im Funküberwachungsdienst fast immer gefordert. Sie dienen dazu:

25) Firma C. Plath GmbH, Hamburg.

26) Nach Unterlagen des Fernmeldetechnischen Zentralamtes gebaut von: Firma Thiele, Bremen, und Firma Schomandl, München.

die Empfangsgüte festzustellen,
den Störabstand zu bestimmen,
die Versorgung bestimmter Bezirke zu erkennen,
das zulässige Verhältnis von Oberwellen und ungewollten Ausstrahlungen zu überprüfen,
den Sender besser zu erkennen,
Antennendiagramme aufzunehmen,
Leistungen von Funksendern zu bestimmen,
wissenschaftliche Erkenntnisse zu sammeln u. a. m.

Die Feldstärken müssen je nach dem Verwendungszweck mit verschiedener Genauigkeit gemessen werden. Die Feldstärken wurden bisher meist in μV/m angegeben. Da man aber bei allen praktischen Fragen immer auf den Störabstand eingehen muß, wird jetzt mehr und mehr eine log. Skala angewendet. Man gibt die Feldstärke dabei in db (über 1 μV/m) an.

a) Absolute Messungen

Die absolute Feldstärke muß in einem verzerrungsfreien Felde gemessen werden, sofern man nicht gerade die Verzerrungen des Feldes durch bestimmte Objekte untersuchen will. Die Wahl des Meßpunktes ist ausschlaggebend für den Erfolg der Messung. Welcher Meßpunkt der geeignete ist, muß der Meßbeamte an Hand des Geländes entscheiden. Größere reflektierende oder absorbierende Flächen in der Nähe des Meßpunktes sind ebenso zu vermeiden wie Leitungen und Kabel. Die absoluten Feldstärken müssen mit batteriegespeisten Geräten gemessen werden, damit durch das Netzkabel nicht bereits Feldverzerrungen auftreten. Die bisher bei der deutschen Funküberwachung benutzten Feldstärkemeßgeräte sind veraltet und entsprechen nicht mehr den Anforderungen an Frequenzkonstanz, Bandbreite, ZF-Durchschlagsfestigkeit, Kreuzmodulationsfestigkeit, Eichung und Genauigkeit. Daher ist ein neues Gerät[27]) in Fertigung, das die neuartigen Forderungen erfüllt. Das Gerät wird voraussichtlich den Bereich von 50 kHz bis 30 MHz mit verschiedener Zeitkonstante zu messen gestatten. Es hat verschiedene Bandbreiten, von denen die schmalste $\pm$ 200 Hz beträgt. Der Eichoszillator wird ebenso wie der Rahmenabstimmkreis mit der Geräteabstimmung grob mitgezogen, so daß man bei jeder Frequenz eichen kann. Die Genauigkeit des Gerätes wird mindestens $\pm$ 2 db sein. Um diese Genauigkeit bei tragbaren Geräten halten zu können, muß aber die Gesamtverstärkung des Gerätes von Zeit zu Zeit durch die Meßstellen überprüft werden, wobei mit einem Meßsender die Verstärkung bestimmt und nachgeregelt wird. Außerdem ist in größeren Abständen auch die Induktivität der Rahmen mit einem Induktivitätsmeßkoffer zu überprüfen, damit sie nicht vom Sollwert abweicht.

Für Messungen über 30 MHz werden künftig nur noch Meßdipole verwendet werden. Ein besonderes Feldstärkemeßgerät wird bei der deutschen Funküberwachung voraussichtlich nicht eingeführt, sondern der UKW-Meßempfänger ESG, der bei der Funküberwachung benutzt wird, dient zur Anzeige der aufgenommenen Spannung. Die Verstärkung und Eichung des Gerätes ist daher so stabilisiert, daß der Empfänger als Feldstärkemeßgerät einzusetzen ist. Die Geräte einschließlich der Dipole müssen von Zeit zu Zeit mittels besonderer Eichsender nachgeeicht werden. Die Eichsender[28]) (Bild 32)

27) Firma Rohde & Schwarz, München.
28) Entwicklung Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt

lassen sich auf die zu eichende Frequenz abstimmen und sind in ihrer Amplitude veränderbar. Die im Speisepunkt des Dipols vorhandene Stromstärke wird dabei gemessen. Die Feldstärke am Eichobjekt in angemessener Entfernung wird berechnet, wenn man am Empfangsort eine nahezu ebene Welle

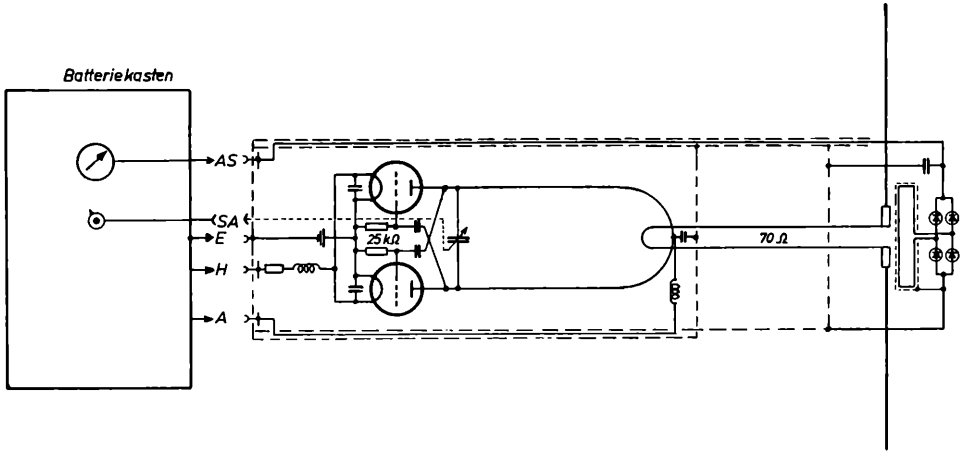


Bild 32. Schema des UKW-Eichsenders mit auswechselbarem Senderteil. AS = Antennenstrom, SA = Senderabstimmung, E = Erde, H = Heizung, A = Anodenspannung.

annehmen kann. Bei der Eichung ist die horizontale Polarisation der vertikalen vorzuziehen, da bei horizontaler Polarisation der Einfluß der Bodenkonstanten vernachlässigt werden kann. Außerdem ist der Reflexionskoeffizient bei horizontaler Polarisation fast unabhängig vom Einfallswinkel, was dagegen bei vertikaler Reflexion nicht zutrifft [5].

b) Relative Messungen

In vielen Fällen genügt es, die relative Feldstärke zu messen. Sie soll zwar auch möglichst genau gemessen werden, aber es muß nicht unbedingt im verzerrungsfreien Feld geschehen, da hauptsächlich Feldstärken untereinander verglichen werden sollen. Für die relativen Feldstärkemessungen werden daher bei der Funküberwachung die normalen Meßempfänger benutzt, deren Verstärkungsziffer von Zeit zu Zeit mit dem Meßsender kontrolliert wird. Die Meßempfänger werden dabei an festen, geeichten Antennen betrieben. Die Regelspannung der Empfänger ist dann ein Maß für die einfallende Feldstärke, die in db angegeben werden kann. In die Eichkurven der relativen Feldstärke gehen die Empfängerdaten, insbesondere die Abhängigkeit der Regelspannung von der Eingangsspannung, die Frequenzabhängigkeit des Antennenverteilers und die Änderung der effektiven Höhe der Antennen mit der Frequenz ein. Die Eichung, die von Zeit zu Zeit zu überprüfen ist, muß dabei mittels eines fahrbaren Senders in verschiedenen Abständen und mit verschiedenen Leistungen erfolgen. Sie wird für Lang-, Mittel- und Kurzwellen von dem Zentralbüro des Funkkontroll-Meßdienstes vorgenommen, während bei den Ultrakurzwellen die Meßstelle selbst eicht. Die Sendeleistung wird dabei so eingestellt, daß ein Feldstärkemesser in der Nähe der Empfangsantenne einen bestimmten Ausschlag erreicht. Um einen größeren Meßbereich zu erhalten und genauer ablesen zu können, wird der Grund-

ausschlag des Regelspannungsinstrumentes des Empfängers, der durch das Empfängerrauschen und die Vorspannung bedingt ist, kompensiert. Dazu muß der Empfängereingang mit 60 Ohm abgeschlossen, von der Antenne getrennt und die Antennenzuführung gleichfalls mit 60 Ohm abgeschlossen werden. Durch einen Druckknopf auf der Frontplatte des Empfängers wird ein Relais betätigt, das die Antenne umschaltet. Mit dieser Anordnung kann man gleichzeitig auch das Außenrauschen messen, wenn der Empfänger auf keinen Sender eingestellt und das Eigenrauschen kompensiert ist.

c) Zeitliche Abhängigkeit der Feldstärke

Die Feldstärke ist je nach dem Frequenzbereich mehr oder weniger stark mit der Zeit veränderlich, da die Bodenwellenfeldstärke mit der Jahreszeit schwankt, Interferenzen zwischen Boden- und Raumwelle oder zwischen mehreren Raumwellen am Empfangsort auftreten und auch die Feldstärke durch Polarisationsschwund geändert wird. Daher müssen die Feldstärken auch bei Lang- und Mittelwellen nach neueren Erkenntnissen statistisch aus einer Registrierung über längere Zeiträume gewonnen werden. Um die Feldstärke registrieren zu können, hat das Meßgerät Ausgänge für Spannungs-

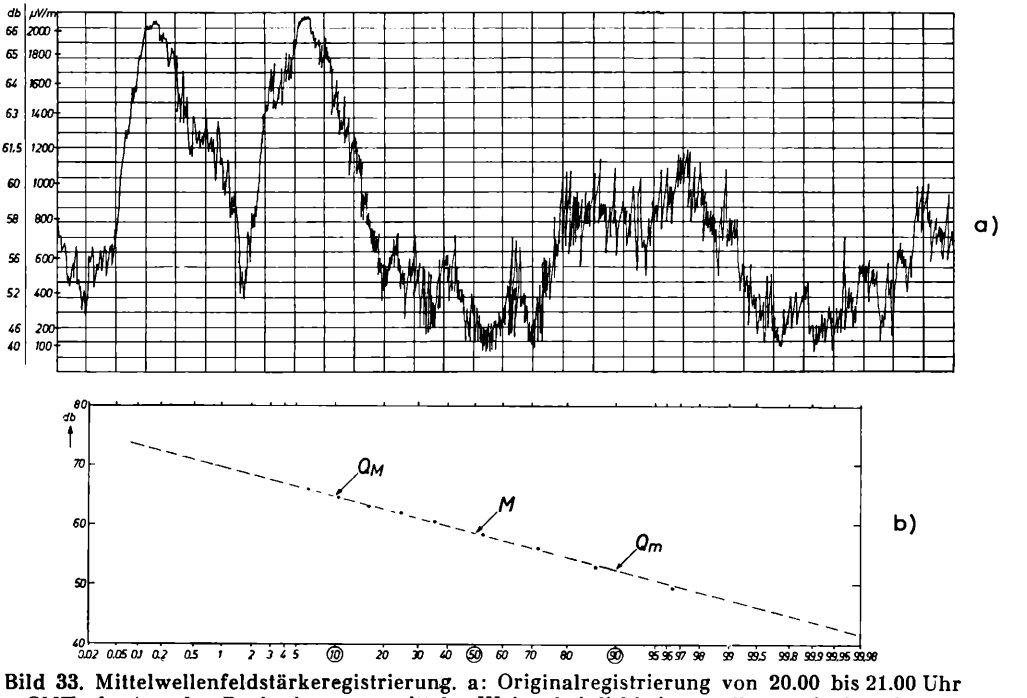


Bild 33. Mittelwellenfeldstärkeregistrierung. a: Originalregistrierung von 20.00 bis 21.00 Uhr GMT; b: Aus der Registrierung ermittelte Wahrscheinlichkeitsverteilung mit den charakteristischen Werten. QM = Quasimaximum, M = Medianwert, Qm = Quasiminimum.

und für Stromschreiber. Auch bei dem Meßempfänger ist die Regelspannung herausgeführt, so daß man die relative Feldstärke registrieren kann. Ein Registrierstreifen des für die UER aufgenommenen Senders Monte Carlo ist in Bild 33 wiedergegeben. Aus diesem Streifen sind nun die international

interessierenden Werte zu ermitteln. Dies sind der Medianwert, das Quasimaximum und das Quasiminimum [1].

Ehe man diese Werte erhält, muß man die statistische Verteilung der Feldstärke berechnen. Die Funküberwachung registriert daher möglichst auf Metallpapier, weil dann eine automatische Auswertung durch Abtaster, die in ihrer Lage veränderbar sind und in Verbindung mit Zählwerken stehen[29]), ermöglicht wird (Bild 34). Ein Gerät, das die Regelspannung des Empfängers

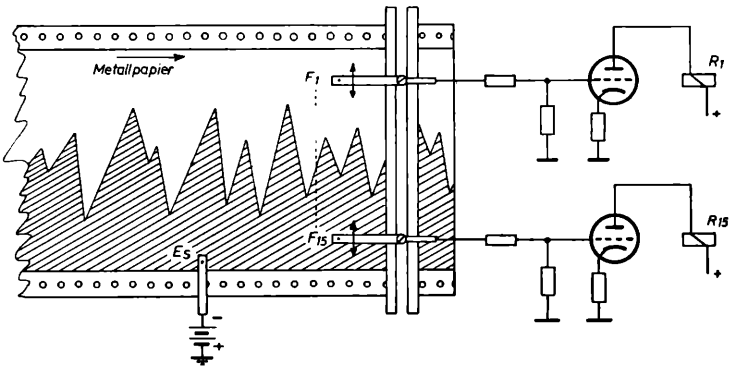


Bild 34. Schema des automatischen Abtasters der Registrierung zur Ermittlung der Wahrscheinlichkeitsverteilung.

auf die Häufigkeit bestimmter Feldstärkewerte unmittelbar auswertet [28], ist für die Funküberwachung nicht geeignet, da die reine Zeitregistrierung einer bestimmten Frequenz bei der Funküberwachung meist nur kurz ist und der Registrierstreifen gleichzeitig als Beleg dient. Dagegen ist ein solches Gerät bei längeren wissenschaftlichen Untersuchungen bestimmt lohnend.

d) Örtliche Abhängigkeit

Es ist allgemein bekannt, daß die Feldstärke bei gleicher Entfernung vom Sender von der Bodenleitfähigkeit abhängt. Dies gilt aber nur für die Bodenwelle. Die Raumwelle hat je nach dem Abstrahlwinkel und der Höhe der reflektierenden Schicht ihr Maximum in größerer Entfernung vom Sender. Die internationalen Ausbreitungskurven für bestimmte Bodeneigenschaften liegen vor [29]. Die örtliche Abhängigkeit der Feldstärke bei Lang-, Mittel- und Kurzwellen ist trotzdem zu erfassen, da sich die Bodenleitfähigkeit ändert und Abschattungen vorhanden sind. Die statistischen Werte sind zu berechnen.

Der Geländeeinfluß bei Ultrakurzwelle ist in Bodennähe besonders stark, so daß eine örtliche Abhängigkeit aufgenommen werden muß. Aus der statistischen Verteilung eines bestimmten Gebietes wird die Ortswahrscheinlichkeit [30] berechnet.

Die örtliche Verteilung der Feldstärke wird während der Fahrt eines Meßwagens registriert. Der Wagen ist dabei mit Rundempfangsantennen ausgerüstet und schreibt die Empfängerregelspannung mittels eines Einkomponentenschreibers „Enograph“[30]). Dieser Schreiber, dessen Vorschub mit der vom Wagen zurückgelegten Strecke gekoppelt werden kann, ist besonders

29) Entwicklung Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt.
30) Firma Rohde & Schwarz, München.

für den robusten Betrieb im Fahrzeug geeignet. Sein Schreibwerk hat einen starken Auflagedruck und wird durch zwei Servomotoren gesteuert. Daher ist die Aufzeichnung unabhängig von den Erschütterungen des Wagens. Die Einstellzeit ist trotz des hohen Auflagedruckes sehr klein. Es kann auch auf Metallpapier aufgezeichnet werden. Bild 35 zeigt

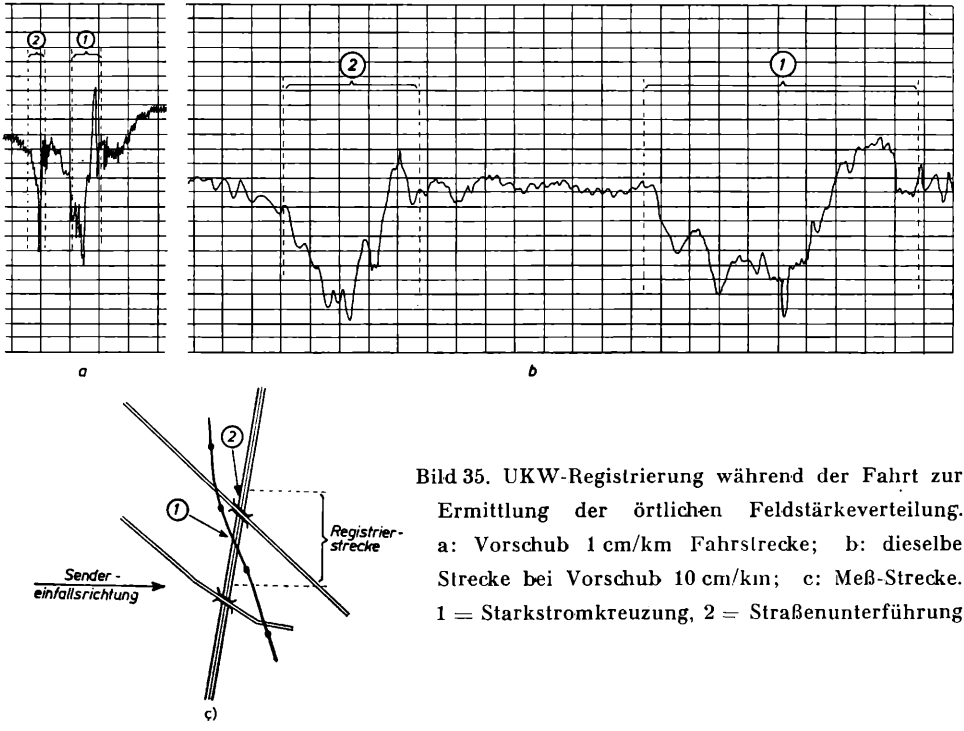


Bild 35. UKW-Registrierung während der Fahrt zur Ermittlung der örtlichen Feldstärkeverteilung. a: Vorschub 1 cm/km Fahrstrecke; b: dieselbe Strecke bei Vorschub 10 cm/km; c: Meß-Strecke. 1 = Starkstromkreuzung, 2 = Straßenunterführung

a) eine Aufnahme mit einem Vorschub von 1 cm je 1000 m (bei einer Fahrgeschwindigkeit von etwa 30 km/Std.) und

b) eine Aufnahme mit einem Vorschub von 10 cm je 1000 m bei der gleichen Fahrgeschwindigkeit. Dabei ist die zweite Aufnahme eine Wiederholung des gleichen Abschnittes der ersten Aufnahme. Man erkennt deutlich die stehenden Wellen, die durch Reflexionen an den Hindernissen entstehen.

Der Streifen ist vor Beginn und am Ende der Meßfahrt zu eichen. Um die charakteristischen Werte zu berechnen, werden wegen der starken Geländeabhängigkeit immer nur kleine Strecken ausgewertet, die ungefähr gleichwertig erscheinen. Diese Auswertung muß der Meßbeamte unmittelbar im Anschluß an die Fahrt selbst vornehmen, da nur er beurteilen kann, welche Geländeverhältnisse den einzelnen Strecken entsprechen. Die während der Fahrt auf dem Streifen notierten Anmerkungen können nicht alle Einzelheiten wiedergeben, so daß ein anderer Auswerter die notwendigen Gegebenheiten nicht berücksichtigen kann. Das Zentralbüro muß aus den Quasimaxima und Quasiminima die 10 % Streuwerte [5] berechnen und sich von der Zuverlässigkeit der Messung überzeugen, indem es ein oder zwei Feldstärken theoretisch abschätzt. Dabei müssen alle reflektierten Strahlen an

Hand eines Geländeschnittes berücksichtigt werden (Bild 36). Die in die Formel

$$\mathfrak{E}_{[\mathrm{mV/m}]} = \frac{7{,}02 \cdot \sqrt{N_S}}{d_{[\mathrm{km}]}} \cdot \frac{4\pi \cdot h_{1\,(1)\,[\mathrm{m}]} \cdot h_{2\,(1)\,[\mathrm{m}]}}{\lambda_{[\mathrm{m}]} \cdot d_{1\,[\mathrm{m}]}} \cdot \frac{4\pi \cdot h_{1\,(2)\,[\mathrm{m}]} \cdot h_{2\,(2)\,[\mathrm{m}]}}{\lambda_{[\mathrm{m}]} \cdot d_{2[\mathrm{m}]}}$$

einzusetzenden Sende- oder Empfangshöhen (h) werden aus dem Geländeschnitt ermittelt. Dabei ergeben sich diese Höhen als die Längen der Lote vom Sende- bzw. Empfangsantennenschwerpunkt auf die Tangente im Be-

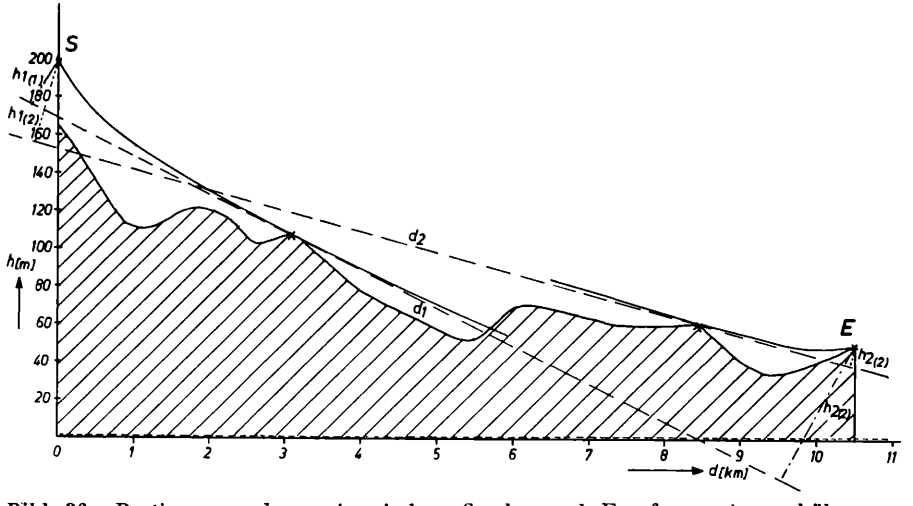


Bild 36. Bestimmung der rechnerischen Sende- und Empfangsantennenhöhe aus einem Geländeschnitt, um die theoretische Feldstärke an einem Punkt zu ermitteln.

rührungspunkt der Begrenzungslinie der 1. Fresnelschen Zone [31] durch die Antennenschwerpunkte.

e) Auswertung

Für Antennenuntersuchungen müssen die örtlich veränderlichen Feldstärkewerte entsprechend der Entfernung auf eine einheitliche Entfernung rings um die Antenne umgerechnet werden. Die im Polardiagramm aufgetragenen Feldstärkewerte ergeben dann unmittelbar die Antennencharakteristik am Boden (Bild 37). Dabei muß man aber berücksichtigen, daß die Antennendiagramme je nach der Antennenform und Aufstellungshöhe azimutal eine andere Verteilung der Feldstärke aufweisen können. Die volle Charakteristik wäre erst durch ein Flugzeug zu erfassen.

Die Auswertung der charakteristischen Feldstärkewerte für die Störungsverminderung wird unter dem Punkt „Störungsmessungen" behandelt werden.

Die weiteren Auswertungen werden an Beispielen des Rundfunks aufgezeigt, da sie dort am besten zu veranschaulichen sind. (Die deutsche Funküberwachung erfaßt auch die in der Bundesrepublik betriebenen Rundfunksender.)

Die großräumige örtliche Verteilung geht aus den Feldstärkekurven hervor, die auf Grund der Tagesfeldstärken (Bodenwelle) gezeichnet werden.

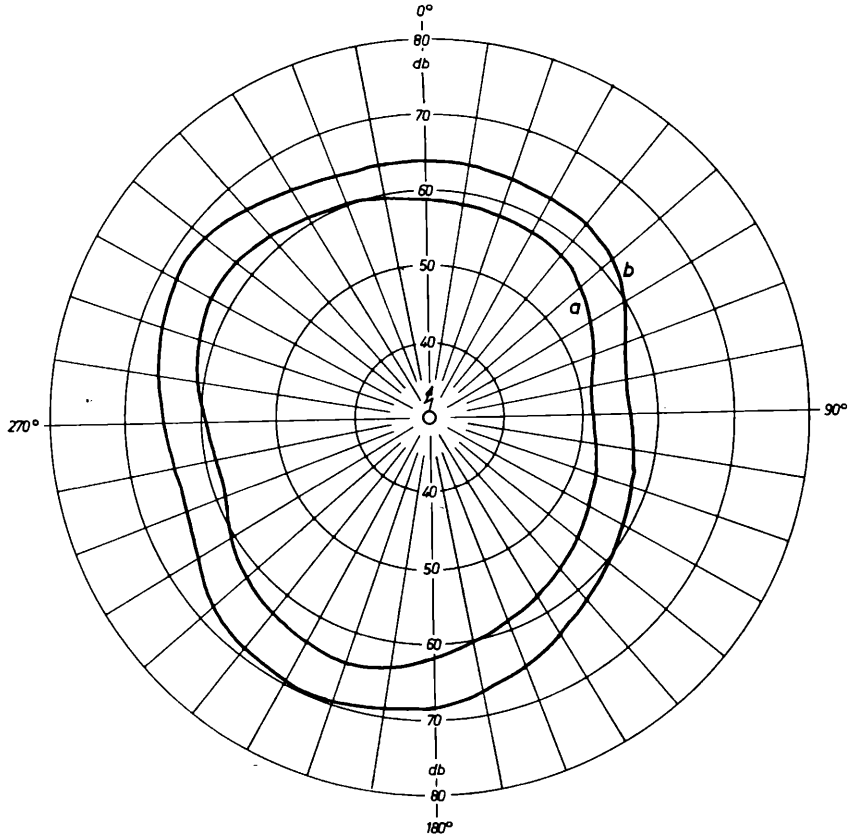


Bild 37. Antenncharakteristik eines Versuchssenders. a: 25 m-Mast bei 1348 kHz. b: 45 m-Mast bei der gleichen Frequenz.

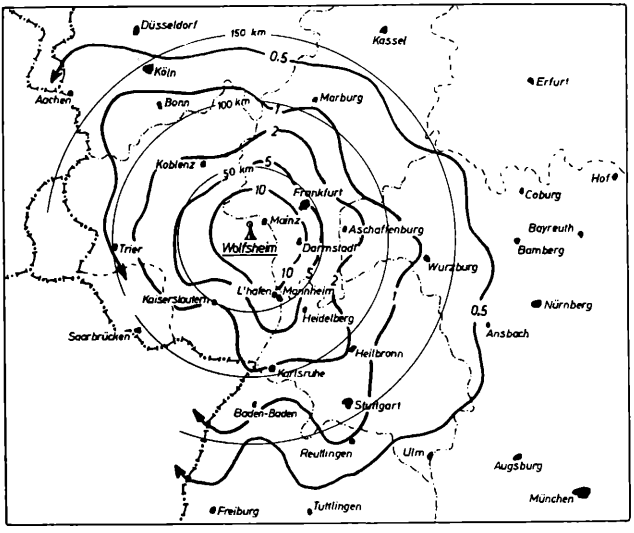


Bild 38. Linien gleicher Tagesfeldstärke des Senders Wolfsheim (70 kW) auf 1016 kHz, gemessen im Jahre 1951.

Bild 38 gibt die Feldstärkeverteilung eines Rundfunksenders wieder. In der Karte sind die Linien gleicher Feldstärke verbunden. Dabei sind selbstverständlich geländebedingte Abweichungen mögich. Die Kurven stellen also auch für die Bodenwelle Mittelwerte dar. Eigentlich müßten sie einen ganzen Geländestreifen überdecken.

Die Auswertung der zeitlichen und örtlichen Verteilung der Feldstärke zeigt Bild 39, das einen Ausschnitt der un-

gefähren Mittelwellen-Rundfunkversorgung der Bundesrepublik bei Nacht darstellt, wobei für Gleichwellensender 6 db, für Gemeinschaftswellensender (bei Trägerabweichungen über 40 Hz) 30 db, für Nachbarkanäle 20 db Stör-

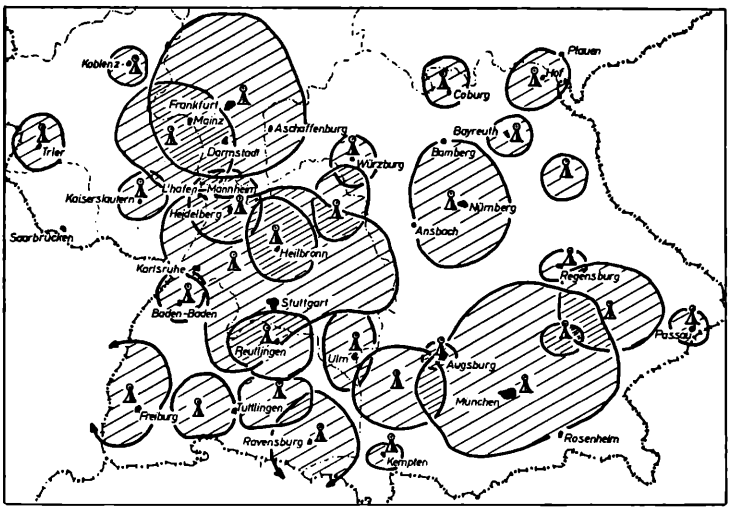


Bild 39. Mittelwellenrundfunkversorgung eines Teiles der Bundesrepublik bei Nacht nach den Berechnungen und Messungen der Funküberwachung (Dez. 54).

abstand berücksichtigt wurden. Für Störungen durch fremde Sender, die hauptsächlich durch die Raumwellen dieser Sender verursacht werden, wurde der Medianwert der Raumwelle angesetzt. Auch bei Mittelwelle ist eine örtliche Streuung vorhanden. Daher wird es innerhalb der von den Kurven eingeschlossenen Flächen immer eine Reihe von Punkten geben, an denen kein ausreichender Empfang möglich ist, während auch außerhalb dieser Flächen der Sender teilweise noch gut empfangen werden kann.

Auch diese „Versorgungsgrenzen" stellen in Wirklichkeit breite Streifen dar. Diese Linien können daher nur eine grobe Näherung sein.

Bei dem UKW-Rundfunk läßt sich auch die Feldstärkeverteilung ausmessen und daraus das Versorgungsgebiet eines Senders bestimmen. Durch die Begrenzungslinie des Versorgungsbereiches bei UKW kann aber noch weniger als bei Mittelwelle das Versorgungsgebiet genau umrissen werden. Es wird bei UKW bereits theoretisch mit nur 50 % Ortswahrscheinlichkeit [30] gerechnet, d. h. das Versorgungsgebiet wird so festgelegt, daß die durch die Begrenzung eingeschlossene Fläche nur etwa zu 50 % versorgt ist. Als Ausgleich werden gleich große Flächenanteile (50 % des Versorgungsgebietes) außerhalb der Begrenzungslinie noch mit versorgt werden. Setzt man daher außer der 50 % Ortswahrscheinlichkeit noch eine 99 % Zeitwahrscheinlichkeit und einen Störabstand von 20 db bei der UKW-Versorgung an, so ergeben die Berechnungen der Funküberwachung die in Bild 40 dargestellte UKW-Versorgung eines Teiles der Bundesrepublik (1. Programm) nach dem Stockholmer Plan.

VIII. Leistungsmessungen

Wenn die deutsche Funküberwachung die Leistung von Sendern zu bestimmen hat, beschränkt sie sich auf das Messen der Feldstärke. Sie berechnet

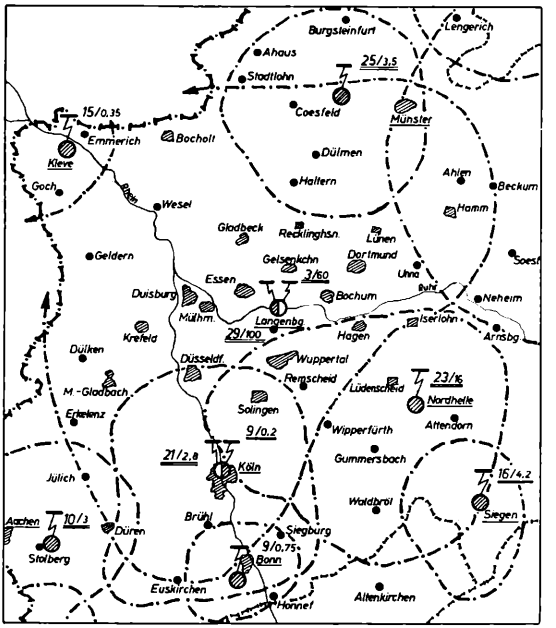


Bild 40. UKW-Rundfunkversorgung eines Teiles der Bundesrepublik (1. Programm), wenn alle Sender nach dem Stockholmer Plan betrieben würden. (Nach den Berechnungen der Funküberwachung.)

daraus die ungefähre abgestrahlte Leistung. Die Funküberwachung mißt jedoch die Leistung nicht unmittelbar am Sender. Um die Leistung eines Senders zu berechnen, wird aber die Feldstärke auch nur dann gemessen, wenn vermutet wird, daß der Sender mit unzulässig hoher Leistung arbeitet, wenn seine Sendeleistung unbekannt ist oder wenn Harmonische oder ungewollte Ausstrahlungen auftreten.

a) Leistungsmessungen im Nahfeld

Die Leistung ist durch Messen der Feldstärke angenähert nur im Nahfeld des Senders zu bestimmen, d. h. in einer Entfernung von wenigen Wellenlängen, damit die Bodeneigenschaften sich noch nicht stark auswirken können. Die Feldstärke wird hierbei mit einem Nahfeldmesser erfaßt. Da sich dieser aber schwierig eichen läßt, ist es deshalb zweckmäßiger, einen normalen Fernfeldmesser zu benutzen und ihn durch Verdrehen des Rahmens als Spannungsteiler zu verwenden. Die Rahmenspannung folgt dann dem Cosinus des Verdrehungswinkels. Ist man nicht sicher, daß die Antenne des Senders eine Rundstrahlcharakteristik hat, muß die Feldstärke mindestens an drei, um etwa 60 Grad auseinander liegenden Punkten gemessen werden. Liegt die Vermutung nahe, daß die Antenne eine Richtwirkung hat, ist das Antennendiagramm aufzunehmen, um die Leistung im Hauptlappen berechnen zu können. Die Messung am Boden kann aber nicht dazu verwendet werden, die Leistung zu berechnen, wenn bei Richtantennen oder vertikal gebündelten Antennen die Strahlungsflächen sich vom Boden abheben (z. B. bei Rhombusantennen).

Um die Leistung etwaiger Nebenwellen zu untersuchen, ist das Verhältnis zwischen gewollter und ungewollter Strahlung zu bestimmen. Zu diesem Zweck wird die Feldstärke von Grund- und Nebenwellen bei Rundstrahlcharakteristik der Sender an mindestens 3 Punkten gemessen. Hat die Antenne dagegen eine Richtstrahlcharakteristik, ist das gesamte Diagramm von Nebenwelle und Grundwelle aufzunehmen. Dabei wird vorausgesetzt, daß die Nebenwellen nahe der gewollten Frequenz liegen, so daß die Antenne noch annähernd die gleichen Abstrahleigenschaften aufweist.

Die Leistung einer Harmonischen kann dagegen aus einer Nahfeldmessung nicht bestimmt werden, weil die Antennen für die Harmonischen andere Abstrahleigenschaften mit u. U. viel steileren Azimutwinkeln haben. Das

Feldstärkeverhältnis zwischen Grundwelle und Harmonischer ist aus diesem Grunde nur für einen ganz bestimmten Empfangspunkt zu bestimmen. Da eine Sendung aber meist im Fernfeld empfangen wird, ist das Leistungsverhältnis der Harmonischen auch nur für einen bestimmten Punkt im Fernfeld aus den relativen Feldstärken von Grundwelle und Harmonischer zu bestimmen.

b) Messungen im Fernfeld

Oftmals kann die Feldstärke im Nahfeld eines Senders nicht gemessen werden weil der Sender geographisch ungünstig liegt oder weil es sich aus wirtschaftlichen Gründen nicht lohnt, in das Nahfeld des Senders zu fahren. In diesen Fällen müssen die Feldstärken im Fernfeld gemessen werden, um die ungefähre Leistung bestimmen zu können. Dazu ist es notwendig, daß man an mehreren Punkten mißt, die radial zum Sender liegen. Aus diesen beiden Messungen bestimmt man zweckmäßigerweise geometrisch den Absorptionskoeffizienten (Bild 41), den man in die Ausbreitungsformel

$$N_S = 0{,}011\, E^2 \cdot r^2 \cdot e^{2\alpha r}$$

einsetzen kann. Die Methode wird um so genauer, je mehr Punkte gemessen sind und je homogener das Gelände ist. Der Mittelwert der aus allen Feldstärkemessungen mit diesem Koeffizienten berechneten Leistung ergibt dann die wahrscheinliche Leistung des Senders. Voraussetzung ist dabei, daß im Bereich einer starken Bodenwelle gemessen wird und die Raumwelleneinstrahlung noch vernachlässigbar ist.

Bei einer anderen Methode der Leistungsbestimmung vergleicht man die Feldstärken von Sendern bekannter Leistung mit der Feldstärke des Senders unbekannter Leistung. Dazu ist aber notwendig, daß die Sender ungefähr aus der gleichen Richtung einfallen. Die Entfernungen sollen möglichst nicht zu sehr variieren und auch die Frequenzen sollen nicht weit auseinanderliegen. Über der Bodenleitfähigkeit werden dabei die auf Grund der CCIR-Kurven für die Frequenz, Entfernung und Leistung zu erwartenden Feldstärken aufgetragen (Bild 42). Diese Kurvenscharen dienen dazu, die mittlere Bodenleitfähigkeit in Richtung der zu messenden Ausbreitung zu ermitteln. Daraus kann man dann auf die unbekannte ungefähre Leistung des Senders schließen.

Im Beispiel soll die ungefähre Leistung des Senders Wolfsheim aus den Feldstärkemessungen von Saarbrücken, Straßburg, Frankfurt und Wolfsheim ermittelt werden. Frankfurt scheidet, wie man aus

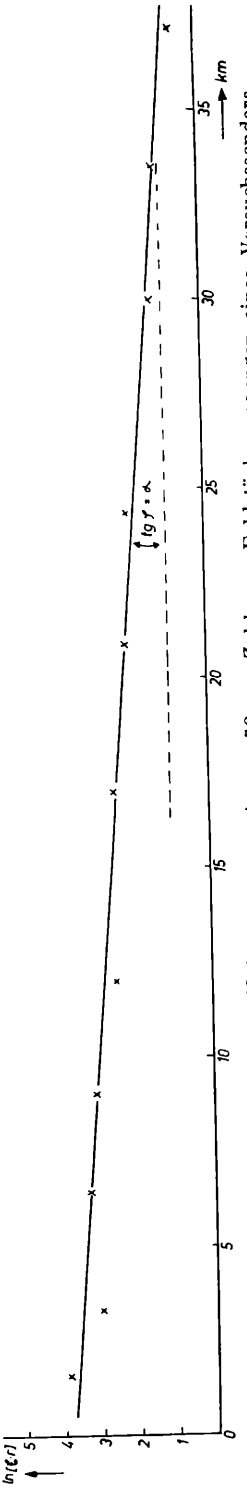


Bild 41. Bestimmung des Absorptionskoeffizienten α aus einer größeren Zahl von Feldstärkemessungen eines Versuchssenders.

dem Bild deutlich erkennt, aus. da es die Nordrichtung (es wurde in Norddeutschland gemessen) bei seiner Antennenanlage abschirmt. Die Leistung des Senders Wolfsheim ergibt sich damit etwa zu 60—70 kW.

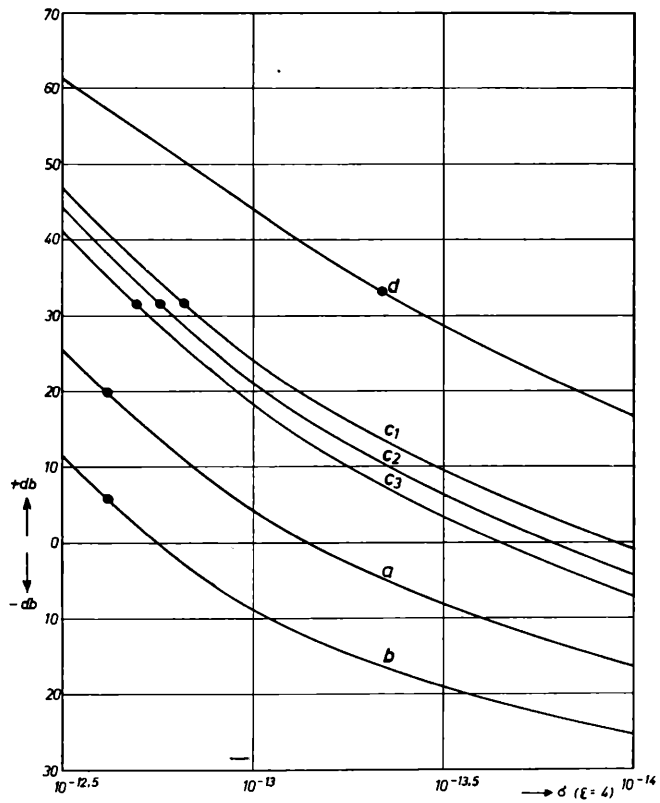


Bild 42. Zur Bestimmung der ungefähren Leistung eines Senders durch Messung der Tagesfeldstärke im Fernfeld.

a:	Sender Straßburg	150 kW	1160 kHz
b:	Sender Saarbrücken	20 kW	1421 kHz
c:	Sender Wolfsheim	120 kW (1)	1016 kHz
	Sender Wolfsheim	100 kW (2)	1016 kHz
	Sender Wolfsheim	70 kW (3)	1016 kHz
d:	Sender Frankfurt	150 kW	872 kHz

Bei Kurzwellen ist die Leistung nur im Gebiet der Bodenwelle annähernd zu berechnen. Im Gebiet der Raumwelle kann man dagegen aus der Feldstärke des Senders nur auf die Leistung in der gerade empfangenen Richtung schließen, wenn dieser Sender und ein anderer etwa gleich entfernter Sender bekannter Leistung aus derselben Richtung über längere Zeit registriert wird. Dann werden die Medianwerte der Feldstärke. die man vergleicht,die gleichen ionosphärischen Schwankungen aufweisen.

Das Feldstärkeverhältnis von Harmonischer zur Grundwelle am Empfangsort im Fernfeld braucht meist nicht bestimmt zu werden. Denn es ist nur wesentlich, ob die Harmonische den Funkempfang stört, d. h. ob die Feldstärke der Harmonischen so groß ist. daß der zum Empfang des gestörten Senders erforderliche Störabstand nicht eingehalten ist. In diesem Falle muß stets der störende Sender veranlaßt werden, die schädliche Harmonische zu vermindern, auch wenn die Größe der Harmonischen den normalerweise international zugelassenen Wert nicht überschreitet.

IX. Messen der äußeren Kreuzmodulation

Durch den immer mehr steigenden Einsatz bedingt, werden die Funkdienste in Großfunkstationen zusammengefaßt. Dabei können leistungsstarke Funksender verschiedener Frequenz gleichzeitig über räumlich sehr benachbarte Antennen strahlen. Mitunter wird auch eine Antenne gleichzeitig mit

mehreren benachbarten Frequenzen beaufschlagt. Sind die Sperrfilter für unerwünschte Frequenzen bei diesen Antennen nicht einwandfrei, wirkt auf die Anode des einen Senders die durch die Filter durchschlagende Frequenz des benachbarten Senders ein. Es bilden sich dabei oft Mischfrequenzen, die meist mit dem Nachrichteninhalt des stärkeren der beiden Sender moduliert sind. Verschiedentlich treten solche Mischfrequenzen auch an „Sekundärstrahlern" auf, die im Strahlungsfeld zweier starker Sender liegen. Die Mischfrequenzen haben zwar im allgemeinen keine große Leistung, sie können aber in der Nähe ihres Ursprungsortes den Empfang schwacher Sender empfindlich stören. Diese Erscheinungen bezeichnet man mit äußerer Kreuzmodulation. Die Mischfrequenzen, die im Eingang eines Empfängers entstehen, werden dagegen als innere Kreuzmodulation bezeichnet.

Störungen, die durch äußere Kreuzmodulation hervorgerufen werden, sind besonders schwierig zu untersuchen, da meist in der Nähe leistungsstarker Sender gemessen werden muß. Hierbei ist darauf zu achten, daß die Eingangskreise der Meßgeräte nicht übersteuert werden, somit innere Kreuzmodulation erzeugen und dann äußere Kreuzmodulation vortäuschen. Vielfach läßt sich die Grundfrequenz durch Sperrkreise so dämpfen, daß eine eindeutige Untersuchung möglich wird. Die Feldstärke ist daher an verschiedenen Punkten zu messen, und es ist zu versuchen, den Ursprungsort der Kreuzmodulation zu peilen. Aber auch beim Peilen ist zu beachten, daß gerade die möglicherweise auftretende innere Kreuzmodulation desto kleiner wird, je mehr man den Peilrahmen von dem leistungsstarken Sender wegdreht. Man erhält dann bei innerer Kreuzmodulation zwangsläufig die Standortlinie des leistungsstarken Senders als vermeintliche Peilanzeige.

X. Bandbreitenmessungen

Die Bandbreite von Telegraphiesendungen war belanglos, solange genügend Frequenzen vorhanden waren. Mit steigender Frequenzanforderung mußte jedoch versucht werden, die Bandbreite auf das unbedingt notwendige Maß zu beschränken. Dies bedeutet, daß die höheren Harmonischen der Tastfrequenzen stärker gedämpft sein müssen, als es der natürlichen Abnahme der in einem Rechteckzeichen vorhandenen Harmonischen (Fourierzerlegung) entspricht. Bild 43 gibt einige Beispiele wieder, die die Sender international (VO-Funk) erfüllen sollen. Dem Werte 0 db entspricht jeweils die HF-Spitzenleistung. Mit Harttastung wird die natürliche Abnahme der Oberschwingungen eines Rechteckzeichens bezeichnet. Obwohl international noch keine Meßnorm für das Messen der Bandbreite im Fernfeld besteht, muß die deutsche Funküberwachung aber bereits, um Störungen zu vermeiden, die Bandbreiten messen. Sie bedient sich dabei je nach Lage des Falles und der geforderten Genauigkeit dreier verschiedener Methoden.

a) Relatives Verfahren

Beim relativen Verfahren der Bandbreitenmessung wird die Dämpfung der Oberwellen der Tastfrequenz gemessen. Die Filter sind nicht so schmal, daß sie die einzelnen Harmonischen der Tastfrequenz trennen können. Daher werden die Amplituden z. B. in 500, 1000 und 3000 Hz Abstand vom Träger mit einem Filter von ± 100 Hz Bandbreite (Bild 44) gemessen.

Im Filter werden also immer mehrere Harmonische der Tastfrequenz liegen. Bei Beginn des Impulses sind alle Harmonischen gleichphasig und die

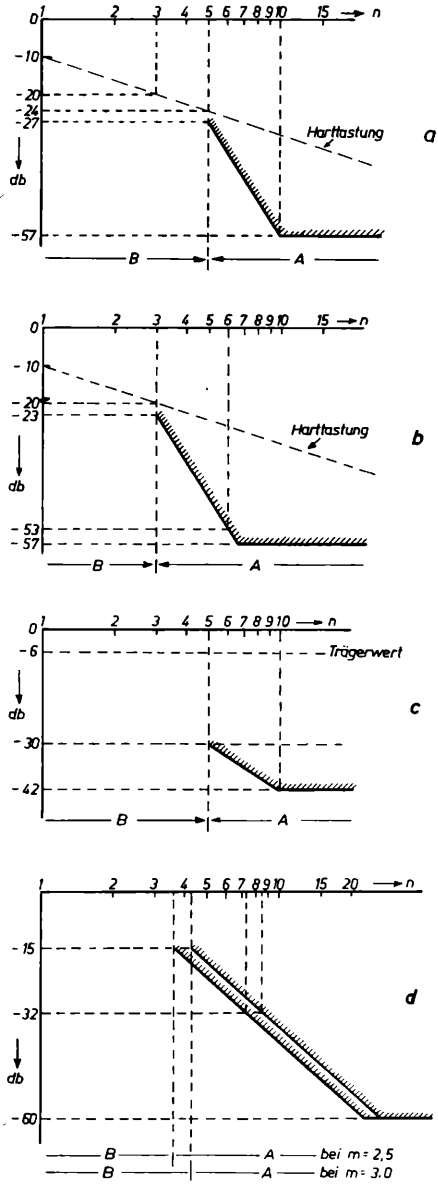


Bild 43. Notwendige Bandbreiten der einzelnen Sendungen.
n = Ordnungszahl der Harmonischen,
A = Außerhalbstrahlung,
B = notwendige Bandbreite,
m = Modulationsindex.
a: gültig für Sendefrequenzen unter 535 kHz, Sendeart A 1,
b: gültig für Sendefrequenzen über 535 kHz, Sendeart A 1,
c: gültig für die Sendeart A 2,
d: gültig für die Sendeart F 1.

außerhalb der Filtermitte liegenden Frequenzen werden der Flankensteilheit des Filters entsprechend gedämpft. Einschwingvorgänge braucht man dabei nicht zu berücksichtigen, solange man, wie natürlich, das Filter längere Zeit auf dem Meßpunkt stehen läßt. Man kann daher mit diesem Verfahren feststellen, daß der Sender die zugelassene Bandbreite w a h r s c h e i n l i c h nicht überschreitet, solange die gemessenen Dämpfungen unterhalb der für das Filter und für die verschiedenen Tastgeschwindigkeiten theoretisch ermittelten Werte liegen.

Die Dämpfung der Oberwellen der Tastfrequenz wird mit dem Meßempfänger und der Frequenzmeßanlage gemessen. Mit der Anlage wird die genaue Verstimmung des Empfängers festgelegt. Die Ausgangsspannung der Anlage wird zum oszillographischen Vergleich der Amplituden durch ein Dämpfungsglied so eingeregelt, daß das Amplitudenverhältnis an dem Regler unmittelbar abgelesen werden kann.

b) Oszillographisches Verfahren

Das oszillographische Verfahren der Bandbreitenmessung getasteter Sender beruht darauf, daß das Tastzeichen auf dem Braun'schen Rohr abgebildet und ausgemessen wird. Dazu wird ein Breitbandoszillograph[31]) benutzt, der es gestattet, nur einen Überlauf zu schreiben. Außerdem kann der Oszillograph Zeitmarken durch Dunkeltastung einblenden. Die ZF eines breitbandigen Empfängers wird dem einen Plattenpaar des Oszillographen zugeführt. Der Auslöseimpuls des Überlaufes wird aber zweckmäßig nicht von diesem, sondern von einem zweiten sehr schmal eingestellten Empfänger entnommen, da nur dann sichergestellt wird, daß durch Störimpulse nicht bereits der Überlauf vorzeitig ausgelöst wird (Bild 45). Die Methode beruht darauf, daß die Harttastung ein genaues Rechteckzeichen ergibt. Werden die vom CCIR geforderten

31) OBF der Fa. Rohde & Schwarz, München.

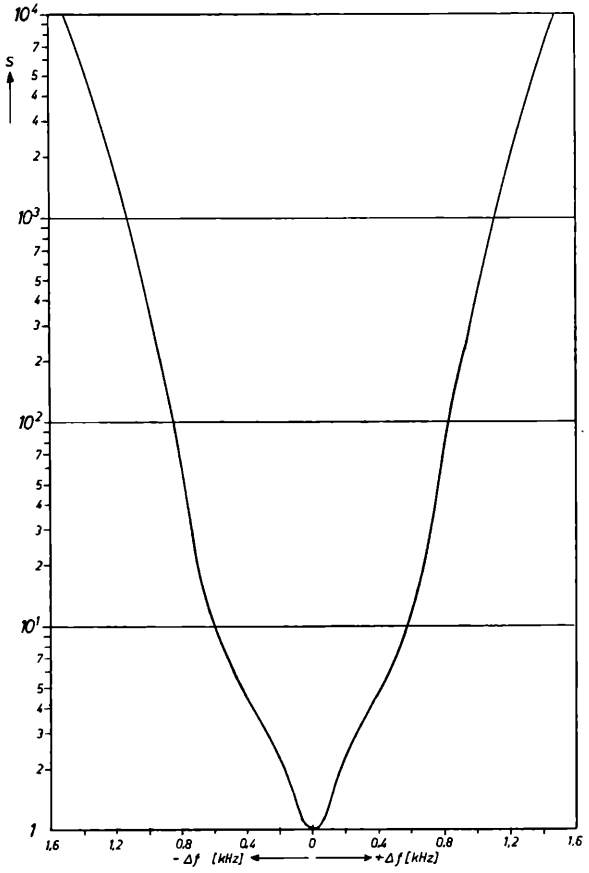


Bild 44. Kurve des 100 Hz-Meßfilters des Empfängers 104 kW, das zu Bandbreitenmessungen verwendet wird.

Dämpfungen der höheren Harmonischen der Tastfrequenz eingehalten, so rundet sich das Zeichen ab. Berechnet man daher punktweise die Zeichenform, indem man in der Fourierreihe eines Rechteckzeichens die zusätzlich gedämpften Amplituden der Harmonischen einsetzt, so ist je nach der Dämpfung die Zeit verschieden lang, bis die Maximalamplitude praktisch erreicht wird. Als Grenzwert, der der vom CCIR geforderten Dämpfung der Harmonischen der Tastfrequenz entspricht, erhält man für das Einschwingen und Ausschwingen Zeiten, die je bei etwa 20 % der Zeichenlänge liegen. Für die Aussage, ob das Zeichen die CCIR-Bedingungen erfüllt oder nicht, ist der mit einer gewissen Regelmäßigkeit vorkommende kürzeste Stromschritt maßgebend. Die Länge dieses Schrittes wird dabei mit dem Recorder bestimmt, dessen Papiervorschub in cm/sec genau ermittelt werden kann. Zunächst wird das Gesamtzeichen oszillographiert. Aus dem Bild erkennt man sofort, ob zu harte Tastung oder gar Prellungen der Zeichen vorliegen, außerdem ist damit auf dem Oszillographen die Maximalamplitude festgelegt. Wird der Überlauf des Oszillographen nun so eingestellt, daß er entweder den Beginn oder das Ende des Zeichens aufzeichnet, so kann man an Hand der eingetasteten Zeitmarken auszählen, welche Zeit für den Anstieg oder Abfall des Zeichens benötigt wird.

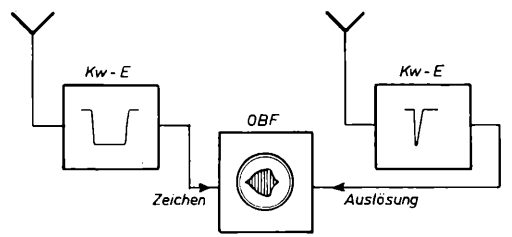


Bild 45. Prinzipaufbau der oszillographischen Bandbreitenbestimmung.

In Bild 46 sind verschiedene Oszillogramme wiedergegeben, die die die Tastzeichen deutscher Sender zeigen, die mit verschiedener Geschwindigkeit und Härte getastet wurden. Dieses Verfahren gestattet zwar nicht, die Bandbreiten genau zu messen, aber man erkennt sehr schnell, ob das Tastzeichen gemäß den CCIR-Forderungen genügend abgeflacht ist, oder wodurch eine zu große Bandbreite verursacht werden kann (Harttastung, Prellungen usw.).

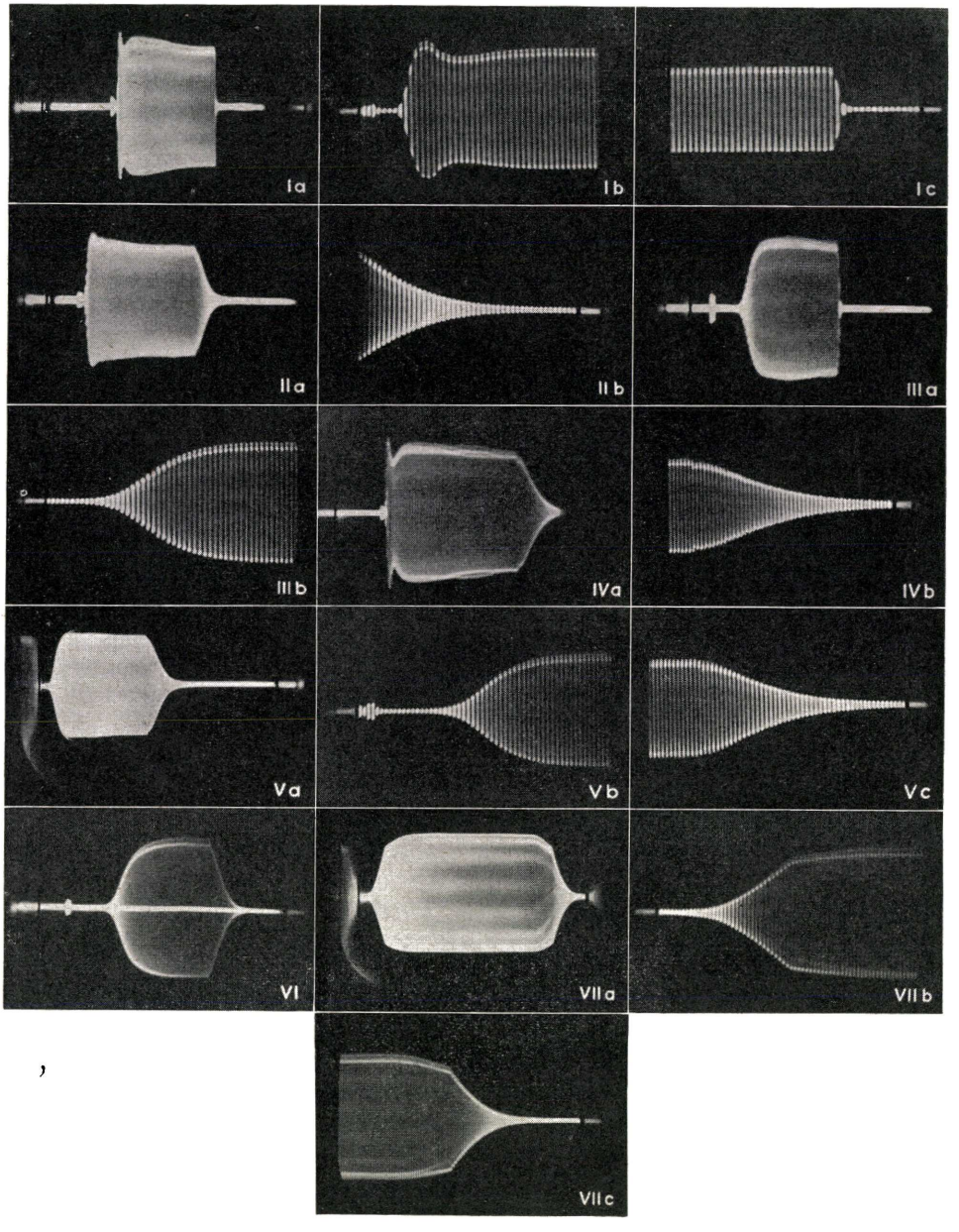


Bild 46. Oszillogramme von Tastzeichen (Zeitmarken 100 μsec). I: hartes Zeichen (zu große Bandbreite). a: ganzes Zeichen mit Überschwingen der Vorderflanke. b: Vorderflanke. Anstieg 2,2 % der Zeichenlänge. c: Rückflanke. Abfall 1 % der Zeichenlänge. II: Zeichen mit weicher Rück- und harter Vorderflanke. a: ganzes Zeichen. b: Rückflanke im letzten Teil. Abfall der ganzen Rückflanke 15 % der Zeichenlänge. III: Zeichen mit weicher Vorder- und steiler Rückflanke. a: ganzes Zeichen. b: Vorderflanke. Anstieg 12 % der Zeichenlänge. IV: Zeichen mit sehr harter Vorder- und sehr weicher Rückflanke. a: ganzes Zeichen mit Überschwingen der Vorderflanke. b: Rückflanke. Abfall 23 % der Zeichenlänge. V: Zeichen mit weicher Vorder- und sehr weicher Rück-

c) Tonbandaufnahmen und Fourierzerlegung

Die beiden bisher genannten Verfahren geben einen guten Überblick, ob der Sender die erforderliche Bandbreite einhält. Sie gestatten aber nicht, die eingenommene Bandbreite des Senders genau zu messen. Eine Messung der Bandbreite bei den Funküberwachungsstellen ist aber besonders schwierig, da diese Messung unter erhöhtem Maße darunter leidet, daß sie im gestörten Fernfeld während des normalen Sendebetriebes gemacht werden muß.

Geht man aber davon aus, daß außerhalb der erforderlichen Bandbreite liegende Ausstrahlungen uninteressant sind, falls sie nur selten genug vorkommen, so kann man sich auf einen Augenblickszustand bei der Messung[32]) beschränken. Dieser Zustand wird die vom Sender normalerweise eingenommene Bandbreite wiederspiegeln, wenn das kürzeste Tastzeichen betrachtet wird. Es gelten somit die gleichen Voraussetzungen wie für das oszillographische Verfahren. Die Bandbreite wird größer, wenn das Zeichen steiler ansteigt oder abfällt.

Man beobachtet dazu zunächst den zu messenden Sender subjektiv mit einem genügend breitbandigen Empfänger. Wenn der Sender gehörmäßig ungestört und ohne Fading erscheint, wird das niederfrequente Zeichen während einiger Sekunden auf ein mit großer Geschwindigkeit (8—10 m/sec) laufendes Tonband aufgespielt. Nunmehr sind die Augenblickssignale gespeichert und können beliebig lange ausgewertet werden. Daher wird beim langsamen Abspielen des Bandes optisch das kürzeste, sauberste Zeichen mit den geringsten Störungen herausgesucht. Dieses einzelne Zeichen wird nunmehr mit einer regelbaren Geschwindigkeit abgespielt und so auf eine Bandschleife fester Länge kopiert, daß es gerade die Hälfte der Schleife bedeckt.

Auf diese Weise wird ein quasi-stationärer Vorgang erhalten, der beliebig oft wiederholt werden kann. Nunmehr kann man sehr steile Filter verwenden, die die einzelnen Komponenten der Fourierzerlegung beim kontinuierlichen Ablauf der Bandschleife aufnehmen. Einschwingvorgänge sind bei der Länge der Auswertezeit nicht mehr zu befürchten. Die Abspielgeschwindigkeit der Bandschleife wird so gewählt, daß die Tastharmonischen annähernd alle 25 Hz zu liegen kommen. Die Fourierzerlegung ergibt, daß man 41 Harmonische berücksichtigen muß, um 99 % der Leistung zu erfassen. Dies bedeutet, daß man etwa 25 Filter in je 50 Hz Abstand — bei 25 Hz beginnend — benötigt, um die Amplituden der einzelnen Harmonischen zu erfassen, da bei Prellungen u. U. auch Harmonische über die 41. hinaus auftreten könnten. Um die Filter besser abgleichen und schärfer machen zu können, werden die Harmonischen mit einer Hilfsfrequenz noch in ein höheres Frequenzband — etwa von 4000 bis 5025 Hz — verlagert.

Der NF-Ausgang des zur Aufnahme benutzten Empfängers ist automatisch auf gleichen NF-Pegel eingeregelt. Daher wird auf dem Band das Zeichen stets mit gleicher Amplitude aufgezeichnet sein, die auch bei der Zeichenkompression oder -dehnung beim Umkopieren nicht verändert wird. Demzufolge ist der Maximalwert der in dem Zeichen enthaltenen Leistung kon-

32) Entwicklung des Fernmeldetechnischen Zentralamtes, Darmstadt

Fortsetzung von Seite 20

flanke. a: ganzes Zeichen b: Vorderflanke Anstieg 11 % der Zeichenlänge. c: Rückflanke Abfall 20 % der Zeichenlänge. VI: Sehr weiches Zeichen. Vorderflanke 28 %, Rückflanke 23 % der Zeichenlänge. VII: Normales Zeichen eines deutschen Senders. a: ganzes Zeichen. b: Vorderflanke Anstieg 16 % der Zeichenlänge. c: Rückflanke 17 % der Zeichenlänge.

stant. Man kann also mit einem schreibenden Gerät die Filter abtasten und summieren, so daß man den 99,9 %-Wert für dieses Zeichen erhält. Nunmehr kann das Filter bestimmt werden, bei dem 99 % dieses Wertes erreicht werden. Durch dieses Filter ist die Ordnungszahl der Harmonischen gegeben, die bei der Messung der Bandbreite noch zu berücksichtigen ist.

Werden bei der Bandaufnahme auf einer zweiten Spur noch Zeitmarken aufgenommen, so kann man die Dauer des kürzesten Stromschrittes ausmessen. Aus der Zeichendauer ergibt sich die Tastgrundfrequenz, die mit der oben ermittelten Ordnungszahl der Harmonischen zu multiplizieren ist, um die eingenommene Bandbreite nach der VOFunk-Definition mit genügender Genauigkeit zu erhalten.

d) Frequenzbandschreiber

Wie bereits erwähnt (Abschnitt IV unter b), kann man zur ungefähren Bandbreitenbestimmung auch den Frequenzbandschreiber benutzen. Dies ist ein Verfahren[33]), das zwar keine genaue Messung zuläßt, das aber Anhaltspunkte dafür gibt, ob der Sender ein zu breites Frequenzband belegt. Bei diesen relativen Messungen muß man, um es zu wiederholen, die Feldstärke des zu untersuchenden Senders am Empfangsort kennen. Dann wird die Empfindlichkeit des Empfängers und Schreibers so eingestellt, daß noch Signale aufgezeichnet werden, die einen bestimmten, im Verhältnis zur Feldstärke des zu messenden Senders stehenden Schwellwert überschreiten. Dieses Verfahren eignet sich besonders bei amplituden- oder frequenzmodulierten Sendern mit durchlaufendem Träger. Bild 47 zeigt einen Ausschnitt einer Bandschreiberaufnahme, bei der ein Rundfunksender auf 1214 kHz ein sehr breites Band ausstrahlt, sobald er mit einem Meßton moduliert ist. Die Harmonischen des Meßtones sind deutlich erkennbar. Die Aufnahme ist ein Ausschnitt aus einer normalen periodischen Registrierung von insgesamt etwa 350 kHz Breite. Um beurteilen zu können, ob die übermäßige Bandbreite nur beim Meßton (zu hoher Pegel) oder auch während der Sendung eingenommen wird, muß der Sender über längere Zeit bei größerer Frequenzauflösung registriert werden. Bild 48 zeigt als Beispiel einen A 3b Sender. Während des normalen Betriebes zeigte der auf große Empfindlichkeit eingestellte Schreiber außerhalb des Bandes einzelne registrierte Punkte, ohne daß ein Störsender oder örtliche Störungen festzustellen waren. Der Sender wurde daher gebeten, nach Betriebsschluß in einen Kanal noch einige Meßtöne zu legen. Die Aufnahme gibt gut wieder, wie sofort ein ganzes Spektrum von Nebenausstrahlungen das ganze Band versucht, wenn der trägerferne Kanal des oberen Seitenbandes mit einem

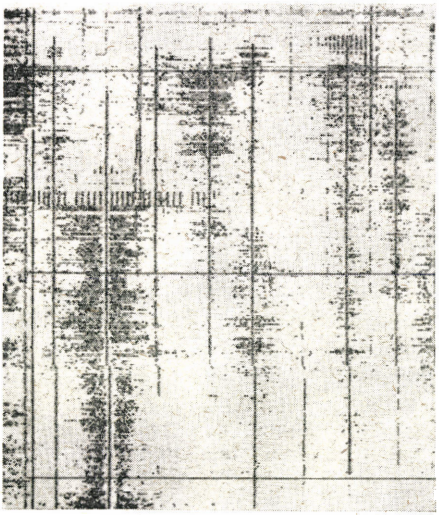


Bild 47. Ausschnitt aus einer Frequenzbandschreiberaufnahme eines Rundfunksenders mit zu großer Bandbreite bei Übermodulation mit Meßton.

33) Entwicklung des Fernmeldetechnischen Zentralamtes, Darmstadt.

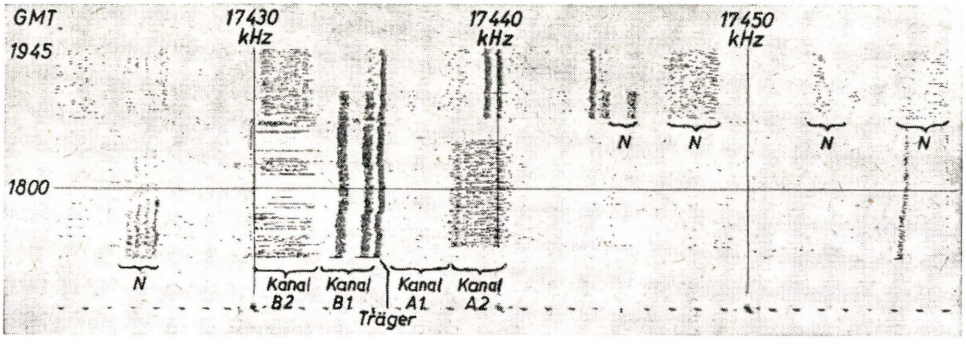


Bild 48. Frequenzbandschreiberaufnahme eines deutschen Senders, der Nebenwellen zeigte.

Meßton beaufschlagt wird. Es konnte dadurch ein schadhaftes Rohr im Modulationsteil frühzeitig entdeckt werden, ohne daß der Fehler zu Störungen anderer Funkdienste infolge übermäßiger Bandbreite führte.

Der Schreiber zeichnet nur langsam auf. Daher muß der Sender über längere Zeit beobachtet werden. Er wird aber dann wahrscheinlich auch die Extremwerte der Bandbreite mit aufzeichnen. Bei der automatischen Empfängerregelung von 0,1 sec werden Störungen der Sender, die innerhalb der Bandbreite liegen, bei der Registrierung klar erkannt (vgl. Abschnitt XII).

XI. Polarisationmessungen

Bei den sehr hohen Frequenzen ist es international üblich, außer der Feldstärke auch die Polarisation der Wellen anzugeben. Wenn auch in diesem Frequenzbereich die Wellen vorwiegend horizontal oder vertikal abgestrahlt werden, so sind jedoch die an einem bestimmten Punkt ankommenden Wellen wegen der im Zuge der Ausbreitung auftretenden Reflexionen oder der u. U. einwirkenden Sekundärstrahler nicht mehr rein horizontal oder vertikal polarisiert. Die Feldstäke der sehr hohen Frequenz wird bei der Funküberwachung vorwiegend nur in der abgestrahlten Hauptpolarisationsrichtung gemessen, soweit diese bekannt ist. Bei unbekannten Sendern wird man die Ausstrahlung zunächst mit einer vorwiegend vertikal- oder horizontalpolarisierten Empfangsantenne zu identifizieren versuchen. Die Welle wird am Empfangspunkt ohnehin nicht mehr nur horizontal oder vertikal polarisiert sein, und die Antennen nehmen anders polarisierte Wellen mit den in vertikaler oder horizontaler Richtung fallenden Komponenten auf.

Mißt man dann die Feldstärke einmal mit einer hauptsächlich vertikal und zum anderen mit einer hauptsächlich horizontal polarisierten Empfangsantenne, so wird diejenige Polarisation die wahrscheinlich vom Sender abgestrahlte sein, die am Empfangspunkt die größere Feldstärke aufweist.

In einzelnen Fällen wird es aber notwendig sein, die Polarisationsebene am Empfangspunkt genau zu bestimmen. Dann muß man mit einem um zwei Achsen drehbaren Dipol messen. Dazu ist die im Abschnitt III c erwähnte UKW-Antenne geeignet. Der Dipol wird dabei um bestimmte Werte um seine horizontale Achse gedreht und dabei gleichzeitig soweit in der vertikalen Achse verstellt, bis die Feldstärke ein Maximum anzeigt. Die maximale Feldstärke wird in Abhängigkeit vom Drehwinkel um die horizontale Achse in Polarkoordinatenpapier eingetragen. Ändert sich beim Messen der Drehwinkel der vertikalen Achse nicht, so kann man die Polarisation der

einfallenden Welle unmittelbar aus dem Diagramm entnehmen. Ist dagegen auch die einfallende Richtung der Welle verändert, so handelt es sich wahrscheinlich um das Zusammentreffen von Wellenzügen aus verschiedenen Richtungen, deren Einzelkomponenten aber nicht zu bestimmen sind.

XII. Störungsmessungen

Die Funküberwachung hat u. a. auch die Aufgabe [1], die Störungen des Funkempfangs so schnell wie möglich aufzuklären, damit geeignete Schritte unternommen werden können, diese Störungen zu beseitigen. Infolge der vielfältigen Sende- und Modulationsarten, der verschiedenen Übertragungsverfahren, der wechselnden Ausbreitungsverhältnisse usw. hat jede Störung im allgemeinen ein anderes Erscheinungsbild. Sie muß daher jeweils nach anderen, dem besonderen Fall angepaßten Gesichtspunkten untersucht werden. Trotzdem ist aber eine gewisse Reihenfolge der Arbeiten und Überlegungen notwendig:

1. Das Hörbild des gestörten Empfanges wird möglichst sofort von der Stelle, die die Störung meldet, über eine Fernsprechleitung an die Funküberwachungsstelle übertragen, damit der Meßbeamte durch Vergleich erkennen kann, ob er die richtige beim Empfänger störende Ausstrahlung erfaßt hat.
2. Es ist zu prüfen, ob der Empfang auch bei einem selektiven Meßempfänger noch gestört ist oder ob ein nicht ausreichender Empfänger bei dem Störungsmeldenden die Störung verursacht.
3. Ist der Empfang auch im Meßempfänger gestört, so ist die Frequenz der gestörten Ausstrahlung zu messen, damit diese nicht durch eigene Frequenzabweichung die Störung selbst hervorruft.
4. Liegt die gestörte Frequenz innerhalb der Toleranz, so ist die Feldstärke der gestörten Ausstrahlung zu messen. Solange vom CCIR keine Empfehlungen über die zu schützenden Feldstärken einzelner Dienste vorhanden sind, ist auch nach Möglichkeit der Störabstand zu den atmosphärischen oder extraterrestischen Störungen, aber nicht zum Störsender zu bestimmen.
5. Dieser Störabstand ist mit dem vom CCIR empfohlenen Störabstand [32] zu vergleichen.

   Ist der gemessene Störabstand zu den atmosphärischen und extraterrestischen Störungen bereits zu klein, so ist damit auch die Nutzfeldstärke zu gering und die störende Ausstrahlung ist nicht weiter zu untersuchen.
6. Ist der Störabstand ohne Rücksicht auf den Störsender ausreichend, so ist die störende Ausstrahlung zu untersuchen und zu identifizieren.

   Die Störabstandsmessungen sollen vorausgehen, weil oftmals das Erkennen einer Ausstrahlung der schwierigste Teil aller Messungen ist. Ist jedoch der störende Sender auf Grund charakteristischer Merkmale oder durch das Rufzeichen leicht zu erkennen, so braucht die Feldstärke und der Störabstand zu den atmosphärischen und extraterrestischen Störungen nicht erst bestimmt zu werden.
7. Es ist zu prüfen, ob der störende Sender international angemeldet ist.

   Ist der Sender nicht verzeichnet oder stimmt auch nur eine der Angaben der internationalen Liste nicht mit den gemessenen oder beobachteten Daten des Senders überein, so ist zunächst weiter zu unter-

suchen, ob es sich um eine ungewollte Ausstrahlung oder um eine Harmonische handeln kann.

8. Ist der Sender international verzeichnet, so ist aus dem Frequenzabstand und den erforderlichen Bandbreiten festzustellen, ob sich die Bandbreiten der beiden Sender überschneiden, so daß die Störung unvermeidlich ist.

   In diesem Falle ist weiterhin zu untersuchen, ob der Sender nur infolge besonders günstiger, normalerweise nicht oder nur selten vorhandener Ausbreitungsbedingungen stört.

9. Ist der Sender international nicht verzeichnet und handelt es sich um eine gewollte Strahlung, so ist die gemessene Frequenz als Sollfrequenz anzunehmen und die erforderliche Bandbreite aus den gemessenen Daten der Verkehrsabwicklung (Sendeart, Tastgeschwindigkeit, kürzester Stromschritt, verwendeter Code usw.) zu bestimmen.

10. Überschneiden sich die erforderlichen Bandbreiten nicht und ist auch die Störung nicht nur durch eine vorübergehende, besonders gute Ausbreitung bedingt, so sind die eingenommenen Bandbreiten zu messen.

Alle diese Messungen muß der Meßbeamte in eigener Initiative möglichst schnell und fehlerfrei durchführen und dem gegebenen Fall anpassen. Das Zentralbüro wird dann, wenn notwendig, bei anderen Zentralbüros vorstellig werden, damit die Störungen möglichst schnell beigelegt werden. Die gemessenen Daten werden dem anderen Zentralbüro mitgeteilt; sie bilden eine beweiskräftige Unterlage für die Notwendigkeit der Störungsbeseitigung.

Einige Beispiele der letzten Zeit mögen die häufigen Störungsmessungen veranschaulichen.

Ein ausländisches Zentralbüro teilt mit, daß ein Rundfunkmittelwellensender durch einen deutschen kommerziellen Langwellensender gestört wird. Obwohl keinerlei ungewollte Ausstrahlungen dieses Langwellensenders festgestellt werden konnten, wurde der fragliche Frequenzbereich untersucht. Nach mühsamer Arbeit konnte schließlich festgestellt werden, daß diese Störung über einen anderen Rundfunksender ausgestrahlt wurde, der seine Modulation über ein auf eine Freileitung aufgesetztes Trägerfrequenzgerät zugeführt erhielt. Der Langwellensender strahlte unmittelbar in den trägerfrequenten Kanal ein und verursachte dadurch die Störung [2]. Sie konnte durch ein Filter am Ende der TF-Verbindung behoben werden.

Flugzeuge beschwerten sich, daß die Flugsicherungsfrequenz plötzlich durch einen durchlaufenden Dauerton vollständig gestört werde. Die Bodenstellen nahmen zwar keine Störung auf, aber jedes Flugzeug innerhalb eines bestimmten Raumes bestätigte sie, wenn die Flughöhe über 500 m betrug. Da keine Meßflugzeuge verfügbar waren, gestaltete sich die Ermittlung schwierig, bis sich der Verdacht auf Fernsehsender verdichtete. Durch Berechnung aller theoretisch möglichen Harmonischen der Oszillatorfrequenz dieser Sender richtete sich der Verdacht schließlich auf einen bestimmten Sender, dessen Tonkanalfrequenz genau 3/2 der gestörten Flugsicherungsfrequenz war. (Der Sender arbeitet mit Verdreifachung in der Endstufe; die doppelte Frequenz wurde mit abgestrahlt.) Im Nahfeld des Senders konnte dann auch die ungewollte Ausstrahlung festgestellt werden. Der Sender hatte, wie sich später herausstellte, tagsüber den Tonkanal mit einem Meßton belegt, um sein Versorgungsgebiet auszumessen. Durch eine umfangreiche

Versuchsreihe zwischen Flugzeug, Flugsicherung, Zentralbüro des Funkkontroll-Meßdienstes und dem Fernsehsender konnte die Störung eindeutig diesem Sender zugeordnet werden. Nach kurzer Programmunterbrechung war sie schnell behoben.

Bei einer Küstenfunkstelle störte ein Sender mit Rundfunkprogramm den Empfang einer Schiffsfrequenz empfindlich. Es wurde ein Kurzwellenrundfunkdienst ermittelt, der gleichzeitig das störende Programm über zwei am gleichen Ort befindliche Sender abstrahlte. Die Differenz zwischen den Sollfrequenzen dieser beiden Kurzwellensender ergab die gestörte Frequenz. Auch hier konnte die Störung schnell beseitigt werden.

Ein besonderer Langwellenwarndienst klagte, daß häufig Fehlalarme ausgelöst würden. Der Funküberwachungsdienst konnte aber weder Fremdstörungen noch Fehler des Senders feststellen. Schließlich wurde der verwendete Empfänger untersucht. Dieser war erstens zu breitbandig, zweitens schwankte seine Frequenz stark mit der Versorgungsspannung und drittens hatte er eine automatische HF-Regelung. Der Empfänger wurde dabei empfindlicher, wenn der Nutznießer nicht arbeitete. Dadurch konnten wegen der großen Bandbreite des Empfängers Nachbarsender stören und die Fehlalarme auslösen. Die Störungen waren hier nur durch Austausch der verwendeten Empfänger zu beseitigen.

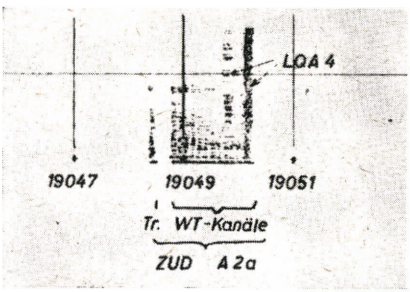


Bild 49 a. Frequenzbandschreiberaufnahme zur Dokumentation von Störungen. Der gestörte Sender hat seine Sollfrequenz nicht eingehalten und liegt mitten in dem Band eines anderen Senders.

Der Empfang eines Überseesenders wurde in Deutschland plötzlich durch einen anderen Sender empfindlich gestört. Frequenzmessungen des gestörten Senders versagten, da die Seitenbänder des tonmodulierten störenden Senders mit den Frequenzen des Überseesenders teilweise zusammenfielen. Der Frequenzbandschreiber registrierte jedoch eindeutig (Bild 49) die beiden sich störenden Sender. Aus der Aufnahme ging klar hervor, daß der Überseesender von seiner Sollfrequenz abgewichen war, die er dann auf Anforderung wieder einnahm.

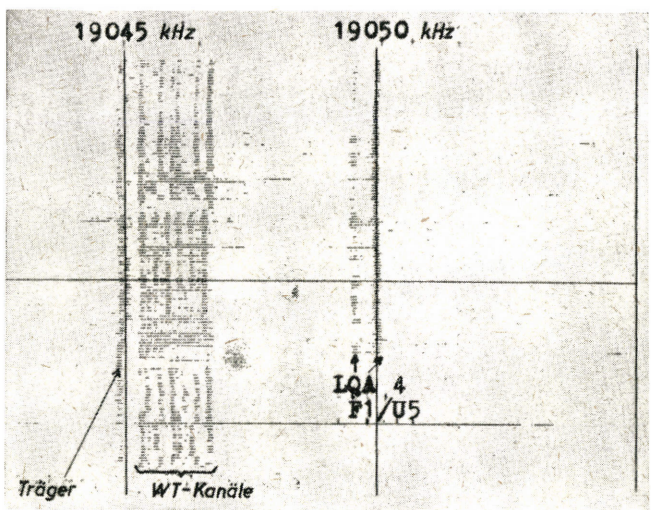


Bild 49 b. Nach Benachrichtigung hat der Sender seine Sollfrequenz wieder eingenommen und besitzt genügenden Abstand zu dem Sender, der seinen Empfang erst störte.

XIII. Wissenschaftliche Messungen

Die Funküberwachung beteiligt sich auch an wissenschaftlichen Messungen [1], wenn diese von internationalen oder deutschen Organisationen angefordert werden. Meist handelt es sich dabei um

Feldstärkemessungen,

zeitlich und örtlich veränderliche Registrierungen und Peilungen.

Soweit das Gerät der Funküberwachung für diese wissenschaftlichen Messungen nicht ausreicht, muß es von der Stelle beigestellt werden, die die Messungen wünscht. Die Funküberwachung kann aber im allgemeinen aus Personalmangel diese Messungen nicht selbst auswerten.

Einen ganz besonderen Umfang nimmt aber noch die laufende Feldstärke- und Störabstandmessung ein, die für den Funkwetterdienst ununterbrochen geleistet wird [33].

XIV. Zusammenfassung

Die Meßgeräte und die Meßverfahren, die die deutsche Funküberwachung anwendet, werden beschrieben. Die Vielgestaltigkeit der Funküberwachungsmessungen wird behandelt, und es wird nachgewiesen, daß bei diesen Messungen, besonders bei denen zur Störungsaufklärung, jede einzelne Aufgabe andere Verfahren erfordert, um sich der jeweiligen Lage anzupassen, damit Fehlmessungen nach Möglichkeit vermieden werden.

Summary

The testing instruments and the methods of measuring applied by the German Radio monitoring service are discussed. The variety of radio monitoring measurements is described. It is shown that in measuring, especially in measuring for clearing up interferences, each single case needs its particular method of investigation in order to avoid, as far as possible, irroneous measurements which might lead to false conclusions.

Résumé

Les outils et les procédés de mesure qui sont appliqués par le service du contrôle des émissions radioélectriques sont expliqués. La multiformité des mesures du contrôle des émissions radioélectriques est discutées. Il est démontré qu'e à ces mésures, en particulier aux mesures pour éclaircir des cas d'interférences, chaque particulier cas demande une autre méthode pour s'accomoder à la situation propre afin d'éviter des mesures incorrectes.

Schrifttum

(1. Teil)

1. H. Fleischer, Internationale Funküberwachung, Fernmelde-Ingenieur 4/1955.
2. H. Fleischer, Vom Überwachen zum Kontrollmessen, Funkpraxis 1/1955.
3. G. Vogt, Rundfunkempfänger und Empfangsanlagen, Das Elektron 11, 12/1949.
4. W. Kleen, Das Rauschen der Empfänger, Fernmeldetechnische Zeitschrift 1, 2/1951.
5. J. Grosskopf, Die Grundlagen der Feldstärke-Meßtechnik und Meßverfahren, Fernmelde-Ingenieur 7, 8/1953.
6. W. Meyer, Der Telefunken-Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104 KW-4, Funkpraxis 3—10/1954.
7. W. Hasselbeck, Frequenzkonstanz und Treffsicherheit beim Kurzwellenverkehrsempfänger E 104, Telefunkenzeitung 107/1955.
8. H. Graziadei, Eine vertikale Breitbandantenne von besonderer Formgebung für den Kurzwellen- und Ultrakurzwellenbereich, Felten und Guilleaume-Rundschau 35/1952.
9. A. Troost, Neuentwicklung von Kurzwellen-Adcock-Peilern, Telefunken-Zeitung 94/1952.
10. K. Vogt, Mehrfachausnutzung von Kurzwellen-Empfangsanlagen, Bericht Nr. 53/10, Funkamt Frankfurt.

11. K. Vogt, Breitbandverstärkung im Kurzwellenbereich, Bericht Nr. 53/1, Funkamt Frankfurt.
12. K. Vogt, Mehrfachausnutzung von Kurzwellen-Empfangsantennenanlagen, Bericht Nr. 53/5, Funkamt Frankfurt.
13. K. Fischer, Elektronische Antennenverteiler, Elektronische Rundschau 4/1955.
14. F. Fischer, Schallfrequenzspektrometer nach der stroboskopischen Methode, Fernmeldetechnische Zeitschrift 5/1950.
15. O. Villard, The selectoject, QST Nov. 1949.
16. W. Meyer, Funkpeiltechnik mit modernen Geräten, Funkpraxis 12/1954, 1/1955.
17. M. Wächtler, Zur Standortbestimmung von Kurzwellensendern, Fernmeldetechnische Zeitschrift 8/1948.
18. J. Pietzner, Untersuchung des Interferenzfeldes elektromagnetischer Wellen mit dem Sichtfunkpeiler, Fernmeldetechnische Zeitschrift 2/1954.
19. M. Wächtler, Die Bedeutung von Funkpeilern mit Sichtanzeige für die Schiffsnavigation, Hansa 9, 10/1954.

(2. Teil)

20. E. Kettel, Ein quarzgesteuerter Frequenzmesser und Steuergenerator hoher Genauigkeit, Telefunken-Zeitung 103/1954.
21. L. Rohde und R. Leonhardt, Fernsynchronisierung mit Normalfrequenz, Fernmeldetechnische Zeitschrift 3/1949.
22. L. Rohde, Normalfrequenz und Frequenzmessung, Fortschritte der HF-Technik II, Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig 1943.
23. V. d. Wael, Direct-Reading Frequency Measuring Equipment for the Bande of 30cps to 30Mcs, Proceedings of the IRE 7/1952.
24. W. Kleische, Frequenzanalyse zur Präzisions-Frequenzmessung und kontinuierliche Sendersteuerung, Radio-Mentor 4/1955.
25. F. Ring, Die Braunsche Röhre und ihre Anwendung in der Fernmeldemeßtechnik, Fernmelde-Ingenieur 3/1954.
26. H. Fleischer, Kontrollmessungen im Funkdienst, Elektrotechnik 22/1955.
27. Panoramazusatz zum UKW-Empfänger ESM, Bericht Funkamt Berlin.
28. J. Grosskopf, Selbsttätig registrierender Häufigkeitszähler, Bericht Nr. 7 über Ausbreitungsuntersuchungen, Fernmeldetechnisches Zentralamt Darmstadt.
29. CCIR, Empfehlung Nr. 52 (Genf 1951).
30. R. Gressmann und K. Kaltbeitzer, Vereinfachte Verfahren zur Bestimmung der Versorgungswahrscheinlichkeit und deren Anwendung für UKW-Netzplanung. Sonderheft Technische Hausmitteilungen des NWDR 1952, Unterlagen für UKW-Netzplanung.
31. K. O. Schmidt, Die Planung von Richtfunkanlagen im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich, Fernmelde-Ingenieur 8/1951.
32. CCIR, Empfehlung Nr. 105 (Genf 1951 — London 1953).
33. B. Beckmann, Kennzeichnung und Vorhersage des Funkwetters, Fernmelde-Ingenieur 3,5/1955.

Herausgeber: Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Deutschen Bundespost Dr. Ing E. h. Dipl.-Ing. Karl Herz, (16) Darmstadt, Rheinstraße 110. Schriftleitung: Oberpostdirektor Dr.-Ing. Hermann Richard, (1) Berlin-Tempelhof, Alboinstr. 27, und Postrat Prof Dr.-Ing. habil. Horst Teichmann, (13a) Nürnberg 2, Lützowstr. 3. Verlag: Verlag für Wissenschaft und Leben Georg Heidecker, (13a) Windsheim (Mittelfr.), Külsheimer Straße 11, Postscheckkonto Nürnberg 5 13 60. Fernsprecher Windsheim 148. Druck: Universitäts-Buchdruckerei Junge & Sohn, (13a) Erlangen, Brucker Str. 8/10. Postversandort (13a) Erlangen. Nachdruck, Vervielfältigungen jeder Art und Übersetzungen des Inhalts oder von Teilen daraus nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlags

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 8, HEFT 11, NOVEMBER 1955

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Fernsprech-Ansagegeräte in amtsbaumäßiger Gestellausführung

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt

Von **K. Schmidtner**, München

Mit 8 Bildern

DK 621.395.91

Nach einer einleitenden Betrachtung des Arbeitsverfahrens sowie der Gliederung und Betriebsweise der Fernsprech-Ansagedienste bei der Deutschen Bundespost werden die Aufnahmeeinrichtungen und eine neue, gestellmäßig aufgebaute Wiedergabeeinrichtung beschrieben.

An introductory discussion of the methods as well as of the subdivision and operation of the additional subscriber services in the German Federal Post Office preceeds the description of the new rack mounting scheme for the technical equipment which is required for recording and reproduction.

Après une discussion préparatoire du mode de travail ainsi que de la division et du mode d'exploitation du service d'information téléphonique de la Deutsche Bundespost est décrite la nouvelle exécution des bâtis des installations techniques utilisées pour la prise et la reproduction.

Arbeitsverfahren

Das bei den Ansagediensten der Deutschen Bundespost (DBP) angewandte Magnetton-Plattenverfahren [1, 2, 3, 4] hat sich bestens bewährt. Es vereint die Vorzüge der magnetischen Schallaufzeichnung [5, 6] mit der einfachen Arbeits- und Bedienungsweise eines Plattenspielers. In den spiraligen Rillen einer sehr robusten und verschleißfesten Magnettonplatte wird ein an einem schwenkbaren Tonarm angebrachter Magnettonkopf mit einem einfach auswechselbaren, spitzenförmigen Polschuh (Kopfspitze) geführt und dabei eine Magnettonspur aufgezeichnet oder abgetastet. Die leicht transportable Platte kann beliebig oft gelöscht, neu besprochen und abgespielt sowie schnell gewechselt oder umgesetzt werden. Die fortlaufende, automatische Wiederholung der Ansagen und die Anpassung an die jeweilige Textlänge geschieht auf einfache, betriebssichere Weise.

Auf Grund der guten Erfahrungen [7, 8] mit zunächst behelfsmäßig aufgebauten, tragbaren Geräten erschien es angezeigt, die Ansageeinrichtung unter Beibehaltung des Plattenprinzips in eine amtsbaumäßige Form zu bringen, zumal sich die selbsttätigen Ansagedienste in den letzten Jahren zu einer festen, von der Öffentlichkeit rege in Anspruch genommenen Einrichtung entwickelt haben.

Die Durchbildung der neuen Geräte wurde maßgeblich von der bestehenden Organisation und Betriebsform beeinflußt. Zur Versorgung eines Fernsprechnetzes mit automatischen Ansagen sind grundsätzlich zwei Wege gangbar. Entweder man baut an zentraler Stelle eine einzige, mit allen Sicherheiten ausgestattete Anlage auf und überträgt die Ansagen über hochwertige Modulationsleitungen zu allen Verteilpunkten, oder man unterteilt das Versorgungsgebiet in mehrere Bereiche mit je einer eigenen Ansageeinrichtung. Während z. B. in der Schweiz die technischen Einrichtungen für telephonische Nachrichtendienste in einer Zentrale zusammengefaßt sind [9], hat die DBP ihre Ansagedienste mehr oder weniger dezentralisiert. Die Ansageeinrichtungen konnten dadurch relativ einfach ausgestaltet und auch für Nachrichtendienste mit nur örtlicher oder regionaler Bedeutung eingesetzt werden (z. B. für Wetter- und Börsenberichte, für Durchsage von Kino- und Theaterspielplänen, für Bekanntgabe von Sport- und Wahlergebnissen usw.).

Für eine Anlage benötigt man im allgemeinen nur ein einziges Aufnahmegerät, aber so viele Wiedergabegeräte, als Dienste gefordert sind. Aus Sicherheitsgründen kommen je nach Größe und Bedeutung der Anlage ein oder einige Ersatzgeräte für Aufnahme und Wiedergabe hinzu, soweit nicht von anderen Dienststellen eines Amtes (z. B. von der Fernbetriebsbeobachtung) notfalls ein Gerät mitbenutzt werden kann. Die Aufsprachen werden meist in einem besonderen, schallgedämpften Aufnahmeraum von einer geeigneten Sprecherin vorgenommen, die gleichzeitig das Aufnahmegerät bedient. Die fertige Aufnahme wird unmittelbar am Aufnahmegerät mit einem eingebauten Lautsprecher zur Kontrolle abgehört und nötigenfalls verbessert. Die besprochene Platte wird dann anschließend auf das für den betreffenden Dienst bestimmte Wiedergabegerät, das im Wählersaal oder in einem besonderen Wiedergaberaum aufgestellt ist, umgesetzt und entweder im Dauerbetrieb oder, wenn ein Anlaßkriterium zur Verfügung steht, für die Dauer der Belegung in ständiger Wiederholung abgespielt. Die Ansagetexte liefern die Deutsche Postreklame G. m. b. H., die Ämter des Deutschen Wetterdienstes und andere zuständige Stellen. Die Ergebnisse des Fußballtotos werden unmittelbar nach Spielende über die Totoleitstelle der DBP in Frankfurt (Main) ausgetauscht.

Aufnahmeeinrichtung

Für die Aufnahmen werden aus Zweckmäßigkeitsgründen weiterhin transportable Dimafongeräte in der bisherigen Kofferform vom Typ „Universa in Postausführung" oder „Universa mit Automatik" verwendet (Bild 1) [2]. Letzteres kann notfalls auch als Ersatzgerät zur Wiedergabe und fortlaufenden Wiederholung der Ansagen mit herangezogen werden. Die Aufnahmegeräte sind mit einer Selbstregelung ausgerüstet, um Über-

Bild 1. Aufnahme- und Wiedergabegerät „Dimafon-Universa mit Automatik"

steuerungen bei der Aufsprache zu vermeiden. Das früher benutzte Kristall-Handmikrophon ist durch ein hochwertiges Tauchspul-Tischmikrophon ersetzt (Bild 2), dessen Frequenzgang zur Erzielung bester Sprachverständlichkeit mit einem in den Tischfuß eingebauten Entzerrer nach oben angehoben ist. Die Empfindlichkeit und Charakteristik des Aufnahmemikrophons kann durch Umlegen eines Dämpfungsschalters oder durch Aufsetzen eines Plexiglasringes auf die Einsprache den örtlich und fallweise verschiedenen Betriebsbedingungen (Raumakustik, Ein- und Mehrsprecheraufnahmen usw.) angepaßt werden. Der niedrige Quellwiderstand des dynamischen Mikrophons erlaubt auch den Anschluß des Aufnahmegerätes über eine lange Mikrophonleitung ohne Vorverstärker.

Die Anpassung an den hochohmigen Eingang des Aufnahmeverstärkers besorgt ein mit Steckkupplungen versehener Spezialübertrager in Muffenform. Mit einem besonders geräuscharmen Start-Stop-Schalter (Bild 2), der in ein eigenes Gehäuse eingebaut und über eine vom

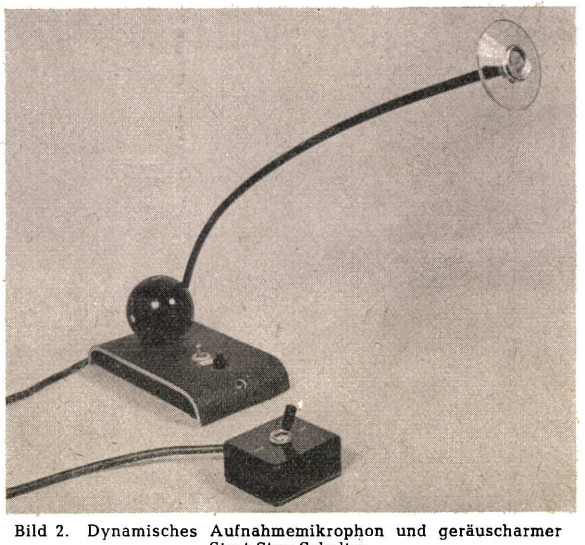


Bild 2. Dynamisches Aufnahmemikrophon und geräuscharmer Start-Stop-Schalter

Mikrophonkabel getrennte Anschlußschnur mit dem Aufnahmegerät verbunden ist, kann die vorher aufgelegte Platte vom Besprechungsplatz aus nach Belieben in ihrem Lauf freigegeben oder angehalten werden, ohne daß störende Schaltknacke elektrisch oder akustisch übertragen und aufgezeichnet werden, wie dies bei der früheren Mikrophontaste der Fall war.

Wiedergabeeinrichtung

Für die Wiedergabe und selbsttätige Wiederholung der Ansagen wurde mit der Firma *W. Assmann* in Bad Homburg ein Ansagegestell in Postbauweise entwickelt, das sich für den ortsfesten Einbau in Gestellreihen von Wähler- oder Verstärkerämtern eignet und mehrere Nachrichtenansagen gleichzeitig und unabhängig voneinander abzugeben vermag. Im Zuge der Neukonstruktion konnten gleichzeitig Verbesserungen vorgenommen werden, die sich im Laufe des Betriebes als notwendig und zweckmäßig erwiesen haben.

Gestellaufbau

Ein normaler Übertragungsgestellrahmen nimmt die Wiedergabeeinrichtungen für drei Ansagedienste auf (Bild 3). Jede Geräteeinheit besteht aus zwei getrennten Einschüben für das Laufwerk und den Wiedergabeverstärker. Ganz unten im Gestell ist ein gemeinsames

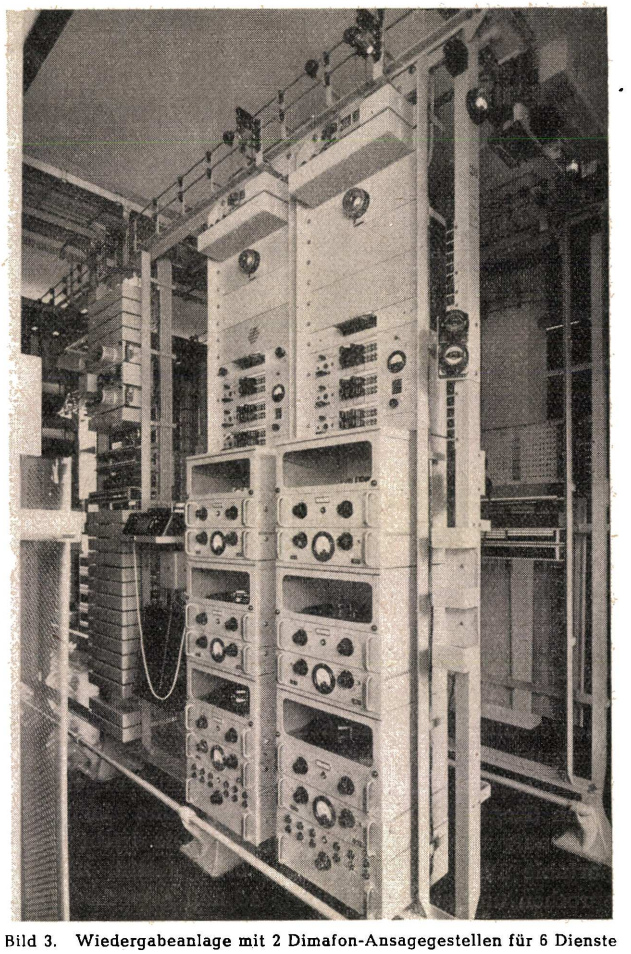


Bild 3. Wiedergabeanlage mit 2 Dimafon-Ansagegestellen für 6 Dienste

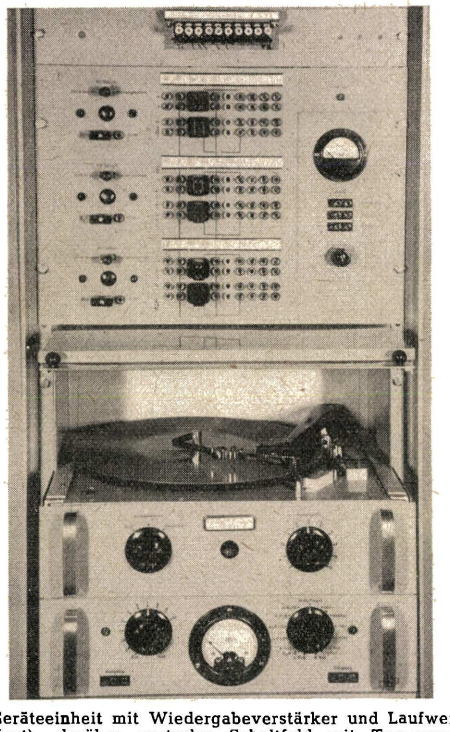


Bild 4. Geräteeinheit mit Wiedergabeverstärker und Laufwerk (Oberteil geöffnet); darüber zentrales Schaltfeld mit Tongenerator und Sicherungsstreifen

Netzgerät, ebenfalls in Einschubform, untergebracht. Die Einschübe sind über Buchsen- und Steckerleisten mit der Gestellverdrahtung verbunden. Die Geräte können auf diese Weise im Störungsfall schnell ausge-

wechselt und auch leicht instandgesetzt und gewartet werden, da die einzelnen Bauteile gut zugänglich sind. Über der obersten Geräteeinheit, die sich aus Bedienungsgründen etwa in Augenhöhe befindet, ist ein Schaltfeld mit einem Tongenerator und darüber eine phasen-Wechselstromnetzen einstellbar. Eine Glimmlampe zeigt nach dem Einschalten des Hauptschalters das Vorhandensein der Netzspannung an. Die einzelnen Stromkreise sind für jede Geräteeinheit eigens abgesichert.

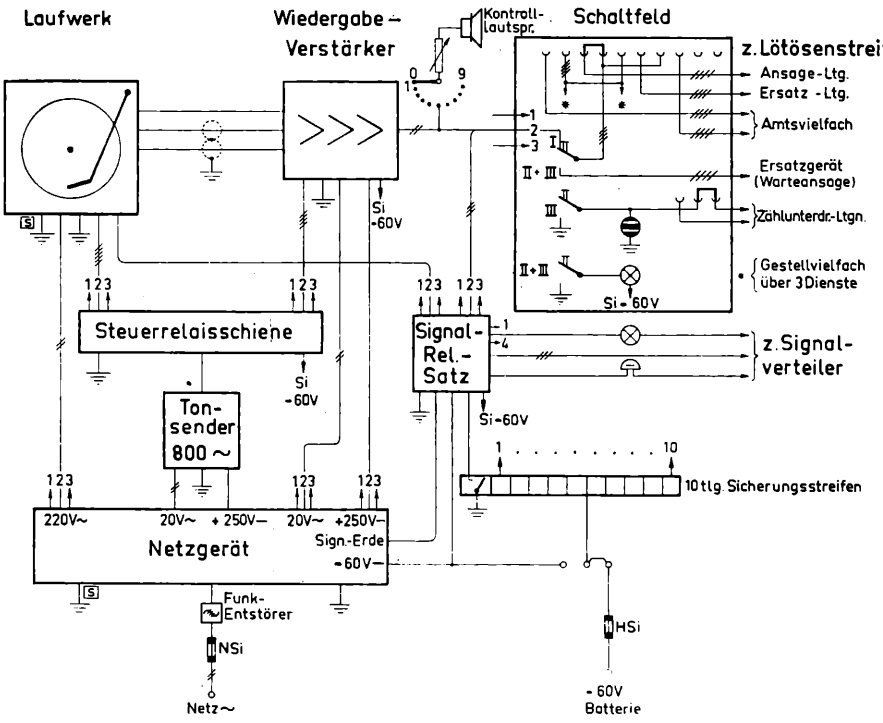


Bild 5. Übersichtsschaltbild des Dimafon-Ansagegestells für 3 Dienste

Einzelsicherungsschiene eingebaut (Bild 4). Oberhalb schließen Leerplatten an, an deren Stelle nach Bedarf mehrere Ansageverstärker zur Verteilung andernorts erzeugter und über Modulationsleitungen übertragener Ansagen eingesetzt werden können; anstelle einer Leerplatte kann auch ein Kontroll-Lautsprecher eingebaut werden. Der Gestellkopf enthält eine Relaisschiene mit den Steuerrelais, eine Hauptsicherungsschiene mit Signalrelaissatz und Alarmwecker (in Bild 3 noch auf eine eigene Einbauplatte aufgesetzt) und schließlich auf der oberen Gestellquerschiene mehrere Gestellsignallampen und Anschlußmittel. Bild 5 gibt eine Übersicht über das Zusammenwirken der Anlageteile.

Neben dieser Regelausführung (Normalgestell) wird für niedrige Räume eine Sonderausführung (Kleingestell) gebaut, in der die Leerplatten weggelassen sind. Will man ein Gestell vorerst nur für ein oder zwei Dienste bestücken, so werden anstelle der fehlenden Laufwerk- und Verstärkereinschübe die Einschubgehäuse frontseitig mit Abdeckblechen abgeschlossen. Eine Vermehrung der Dienste ist durch nachträgliches Einsetzen der entsprechenden Einschübe ohne weiteres möglich.

Netzgerät

Das Netzgerät versorgt die einzelnen Laufwerk- und Verstärkereinschübe sowie den Tongenerator eines Gestells mit Motor-, Heiz- und Anodenstrom. Sofern keine 60 V-Batterie zur Verfügung steht, kann die für den Betrieb der Relais und Signallampen erforderliche Spannung ebenfalls aus dem Netzgerät entnommen werden. Der Netztransformator ist für den Anschluß an alle praktisch vorkommenden Spannungen von Ein-

Laufwerk

Das Laufwerk (Bild 6) besitzt einen starken, bereits in den Koffergeräten bewährten, achtpoligen Asynchron-Kurzschlußläufer-Motor mit kapazitiver Hilfsphase. Die Kraftübertragung und Drehzahluntersetzung geschieht wie bei Plattenspielern von der Motorwelle über ein gummibelegtes Zwischenrad auf den Innenrand des Plattentellers, wodurch ein ausreichend gleichmäßiger Lauf mit 15 Umdrehungen je Minute erzielt wird. Die Drehzahl ist durch einen veränderlichen Nebenschluß einer Motor-Teilwicklung in Form eines Draht-Schiebewiderstandes mit Spindelantrieb um etwa $\pm$ 1/2 Umdrehung je Minute von Hand stetig regelbar. Diese Regelmöglichkeit hat sich als notwendig herausgestellt, da zwischen den Aufnahme- und den Wiedergabegeräten mitunter Drehzahlunterschiede auftreten, die Stimmlage und Ansagerhythmus in unnatürlicher Weise verändern.

Bild 6. Laufwerk-Einschub

Die maximale Laufzeit beträgt bei Verwendung von Spezialplatten fünf Minuten. Die Aufnahmekapazität der Platten kann voll ausgenutzt werden, da die durch die sinkende Umfangsgeschwindigkeit zum Plattenінnern hin verursachte systembedingte Qualitätsminderung der Wiedergabe durch eine automatische Frequenzgangregelung des Wiedergabeverstärkers beseitigt worden ist. Zu diesem Zweck wurde ein Tonblendenschalter eingebaut, der vom radial bewegten Tonarm betätigt wird und den Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers stufenweise so verändert, daß der Über-Alles-Frequenzgang und folglich auch die Lautstärke und Klangfarbe über den ganzen Plattenbereich praktisch gleich bleiben. Bild 7 zeigt den Erfolg der Entzerrung. Die automatische Rücksetzvorrichtung für den Tonarm ist unverändert geblieben [2].

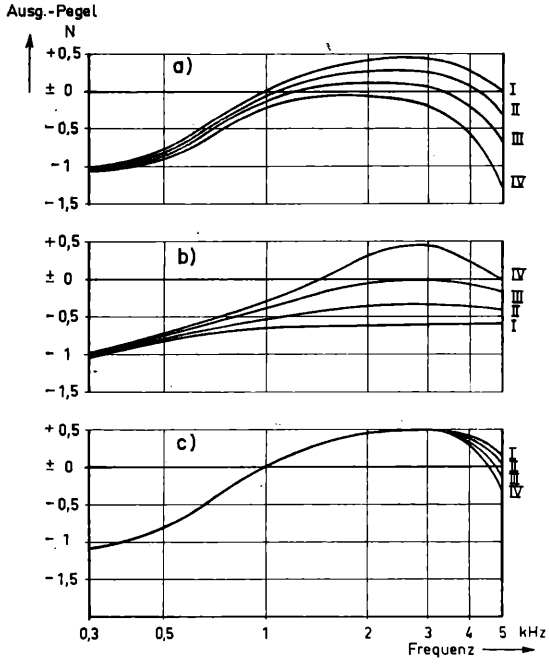


Bild 7. Frequenzgang der Ansageeinrichtung abhängig von der Tonarmstellung oder der Laufzeit

Stufe I: Laufzeit von 0 bis 2 Minuten
Stufe II: Laufzeit von 2 bis 3,5 Minuten
Stufe III: Laufzeit von 3,5 bis 4,5 Minuten
Stufe IV: Laufzeit von 4,5 bis 5 Minuten

a) Frequenzgang über alles gemessen ohne selbsttätige Tonblendenregelung
b) Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers mit selbsttätiger Tonblendenregelung
c) Frequenzgang über alles gemessen mit selbsttätiger Tonblendenregelung

Die Kopfspitze muß wegen des allmählichen Abschliffes nach etwa 100 Betriebsstunden durch eine neue ersetzt werden. Durch den Übergang auf Anlaßbetrieb kann sie jedoch in den betriebsschwachen Zeiten geschont werden, ohne daß das Gerät abgeschaltet und dadurch die Dienstbereitschaft eingeschränkt zu werden braucht. Um die Abnutzung möglichst gering zu halten, ist ferner der Tonarm durch eine kräftige Blattfeder so weit entlastet, daß der Auflagedruck der Kopfspitze nur noch etwa 35—40 g beträgt. Zum Kopfspitzenwechsel kann der Tonkopf im Uhrzeigersinn um 180° verdreht werden.

Um eine möglichst hohe Wiedergabegüte sicherzustellen, wurde auch der Oberteil des Laufwerkes durch das Einschubgehäuse staubgeschützt abgeschlossen. Dieses ist so konstruiert, daß es mit einem einfachen Handgriff im Betriebszustand geöffnet und so der Platten- und Kopfspitzenwechsel sowie das Einstellen der Rücksetzkontakte mühelos ausgeführt werden kann. Das geschlossene Laufwerk läßt sich durch ein großes Plexiglasfenster im Betrieb beobachten.

Mit einem Wahlschalter kann das Laufwerk eingeschaltet und auf Anlaß- oder Dauerbetrieb eingestellt werden. Im letzteren Fall erhält der Motor ununterbrochen Strom. Bei Anlaßbetrieb wird der Motor über ein Starkstrom-Anschalterelais in Gang gesetzt, das bei einem Anruf durch die von der belegten Ansageübertragung abgegebene Anlaßerde mittels eines Steuerrelais (auf der Relaisschiene) zum Ansprechen kommt. Das Laufwerk bleibt dann so lange in Betrieb, bis die letzte Gesprächsverbindung ausgelöst und der Tonarm nach vollem Ablauf in die Anfangsstellung zurückgekehrt ist. Die in den Belegungspausen auf den ruhenden Tonkopf induzierte 800 Hz-Kontrollspannung des Tongenerators kann mit einem Regler an jedem Laufwerk so eingestellt werden, daß sie in ihrem Effektivwert der mittleren Abtastspannung entspricht. Die Pegelüberwachungseinrichtung arbeitet dann im Ruhezustand der Anlage unter den gleichen Bedingungen wie im Betriebszustand. Um die Wartung des Motors zu erleichtern, sind zwei Ölröhrchen eingebaut worden.

Wiedergabeverstärker

Der dreistufige Wiedergabeverstärker (Bild 8) ist anstatt mit Rundfunkröhren jetzt einheitlich mit vier wechselstromgeheizten technischen Röhren hoher Lebensdauer

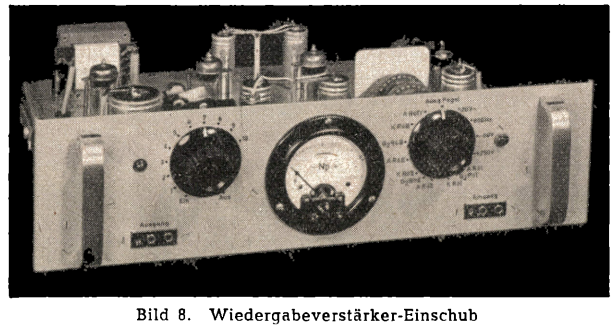


Bild 8. Wiedergabeverstärker-Einschub

vom Typ Valvo 18046 bestückt. Davon arbeiten drei Röhren als NF-Verstärker-Pentoden in Widerstandskopplung und eine als Pegelüberwachungsröhre. Die vom Wiedergabekopf gelieferte Sprechspannung wird so verstärkt, daß am Ausgang ein mittlerer Sprachpegel von 0 N abgegeben wird. Die Ansagen werden mit einer Bandbreite von 300 bis etwa 4000 Hz (mit einem verbesserten Tonträgermaterial bis 5000 Hz) bei einem über den ganzen Plattenbereich gleich ansteigenden Über-Alles-Frequenzgang und dadurch mit bester Sprachverständlichkeit wiedergegeben (vgl. Bild 7). Der Verstärkerausgang ist durch die Anwendung einer starken Gegenkopplung sehr niederohmig ($Ri < 1{,}5$ Ohm) und kann mit ≥ 3 Ohm bei einem Klirrfaktor von $< 5\,\%$ belastet werden. Bei Belastungsschwankungen zwischen 1200 und 3 Ohm (entsprechend 1 bis 400 angeschalteten Ansageübertragungen) beträgt die maximale Pegeländerung nur 0,3 N. Die Verstärkung ist um —1 N und +0,6 N von Hand stetig regelbar, um Unterschiede in der Plattenaussteuerung und Kopfspitzenempfindlichkeit ausgleichen zu können. Der Ausgangspegel wird an einem eingebauten Meßinstrument angezeigt. Dieses läßt sich mittels eines Meßwahlschalters auch zur Prüfung

der verschiedenen Versorgungs- und Röhrenspannungen sowie der Kathodenströme umschalten, so daß Störungen schnell eingegrenzt und Fehlerursachen auf einfache Weise festgestellt werden können.

Die eingebaute Pegelüberwachungseinrichtung spricht bei Modulationsausfall oder bei Pegelabfall um mehr als 1,5 N nach einer fest eingestellten Verzögerung von etwa 30 s an. Durch den Abfall des zugehörigen Überwachungsrelais wird eine rote Störungssignallampe am gestörten Verstärker zum Leuchten gebracht und ein optisches sowie ein akustisches Signal am Gestell, nach Bedarf auch zentral im Amt, ausgelöst; gleichzeitig werden die angeschalteten Ansageübertragungen durch ein Abschaltekennzeichen (fehlende Erde) gegen weitere Belegungen gesperrt (Besetztzeichengabe vom DGW). Der Anodenkreis der Überwachungsröhre wird mit 60 V-Spannung betrieben, so daß die mit den Steuerrelais auf einer Relaisschiene gemeinsam untergebrachten Überwachungsrelais der drei Dienste einheitlich gespeist und ohne Berührungsschutz aufgesetzt werden können. Das Überwachungsrelais spricht bei einem am Verstärkerausgang gemessenen Pegel von $> -0{,}8$ N an.

Ein mehrpoliger Ein-Ausschalter für sämtliche Versorgungsspannungen ist mit dem Verstärkungsregler mechanisch gekoppelt. Der Eingang und der Ausgang des Verstärkers sind an geschirmten Meßbuchsen für Prüf- und Meßzwecke abgreifbar.

Schaltfeld

Um geräte- und leitungsseitige Umschaltungen, Ersatzschaltungen und nötigenfalls auch Sammelschaltungen (z. B. bei Ansagen von Wahlergebnissen) sowie Prüfungen und Messungen zur Störungseingrenzung auf einfache Weise durchführen zu können, sind sämtliche Geräteausgänge und Leitungseingänge vieradrig (Sprech-, Anlaß- und Abschalteadern a, b, An, Ab) über Buchsen und Trennstecker eines zentralen Schaltfeldes geführt. Die Buchsen sind so angeordnet, daß außer der Regelschaltung jeweils eine Sonderschaltung über ein fest verdrahtetes Gestell- und Amtsvielfach schnurlos hergestellt werden kann. Darüber hinaus lassen sich mittels zweiadriger Verbindungsschnüre beliebig viele Schaltforderungen gleichzeitig erfüllen. Eine Anzahl unbelegter Buchsen steht zur Beschaltung nach örtlichen Erfordernissen zur Verfügung. Auf einen Kreuzschienenverteiler wurde bewußt verzichtet, da die betriebsmäßigen Umschaltungen hier nicht so häufig vorkommen, daß dieser wesentlich höhere Aufwand gerechtfertigt wäre; außerdem erlaubt das Verfahren mit Vielfachleitungen eine einfache Anpassung an die jeweilige Größe und den Ausbauzustand der Anlagen.

Für jeden Dienst ist ein verriegelbarer Kippschalter vorgesehen, mit dem in Stellung III („Ohne Gebühr") nach Bedarf ein Zählunterdrückungskennzeichen (Dauer-Erdpotential) über eine Steuerleitung zu Ansageübertragungen für wahlweise Zählunterdrückung (ZU) abgegeben werden kann, wenn zeitweilig ein gebührenfreier Hinweis gegeben werden soll. Dieses Verfahren hat sich bei Ansagediensten mit unterschiedlichem Sendebeginn und hoher Anrufkonzentration (wie z. B. beim Totodienst) als sehr wirksam erwiesen, um fortgesetzte, nutzlose Anrufe und Belegungen der Verbindungswege zu vermeiden. Zu diesem Zweck wird die voraussichtliche Sendezeit (z. B. bei verspätetem Eintreffen der Totoergebnisse) und gegebenenfalls noch eine Kurzmitteilung (z. B. einige Teilergebnisse) gebührenfrei angesagt.

Durch Umlegen des Kippschalters in Stellung II („Plattenwechsel") kann ferner die abgehende Ansageleitung vieradrig auf ein Ersatzgerät umgeschaltet und so während des Plattenwechsels eine Warteansage mit einem Hinweis auf den augenblicklichen Programmwechsel gesendet werden. Diese Ersatzmodulation versetzt das Bedienungspersonal in die Lage, die Platte — nötigenfalls auch die Kopfspitze — zu wechseln und die Tonarmrücksetzkontakte auf die neue Textlänge einzustellen, ohne den Betrieb unterbrechen zu müssen. Es wird so vermieden, daß unvollständige Ansagen übertragen werden, oder wegen Überschreitung der Abfallverzögerung in der Pegelüberwachungseinrichtung des Wiedergabeverstärkers bzw. dahintergeschalteter Ansageverstärker Störungsalarm ausgelöst und Besetztzeichen zu den bereits angeschalteten oder neu anrufenden Teilnehmern gegeben wird.

Aufmerksamkeitslampen erinnern das Bedienungspersonal an den Umschaltezustand, wenn der Kippschalter nicht in Normalstellung I („Mit Gebühr") steht. Ein hochohmiges Sternschauzeichen überwacht die Betriebsfähigkeit des angeschalteten Zähl-Steuerkreises bei Gebührenpflicht.

Tongenerator

Die Kontrolltonspannung, die zur Pegelüberwachung in Belegungspausen bei Anlaßbetrieb für die Induktionsspulen der drei Laufwerke benötigt wird, wird von einem mit seiner Frontplatte in das Schaltfeld eingesetzten 800 Hz-Generator erzeugt, der ebenfalls mit einer Röhre 18046 in Rückkopplungsschaltung arbeitet. An geschirmten Buchsenpaaren greifbare 800 Hz-Meßspannungen sind mit Hilfe eines Feinreglers und eines eingebauten Meßinstrumentes auf ihren Sollwert genau einstellbar. Dadurch ist es möglich, eine definierte Tonspannung über den Wiedergabekopf oder mittels einer geschirmten Meßschnur unmittelbar auf den Eingang des Wiedergabeverstärkers zu geben und zur Eingrenzung von Fehlern punktweise Messungen an den Übertragungsgliedern einschließlich der Verteilschaltung vorzunehmen. Ein mit dem Eichregler vereinigter Schalter gestattet, den Tongenerator auszuschalten, wenn der Kontrollton nicht benötigt wird (z. B. bei Dauerbetrieb).

Sonstige Ausrüstung

Die über dem Schaltfeld eingebaute Einzelsicherungsschiene trägt einen zehnteiligen Sicherungsstreifen mit Feinsicherungen F 49 (Umkehrauslöser) zur Absicherung der 60 V-Stromkreise je Dienst. Sie nimmt gegebenenfalls auch einen mehrstelligen Geräteausgangs-Wahlschalter und einen Lautstärkeregler für den Kontroll-Lautsprecher auf, so daß maximal neun Dienste (entsprechend den Ausgängen von drei Gestellen) wahlweise abgehört werden können. Die 18teilige Relaisschiene enthält die Steuerrelais für die selbsttätige Tonarmrücksetzung, für die Fernanlassung und für die Pegelüberwachung der drei Geräteeinheiten des Gestells. Es ist dafür gesorgt, daß an den Relaiswicklungen und -kontakten keine höhere Spannung als 60 V gegen Erde liegt. Auf der Hauptsicherungsschiene sind die Sicherungssockel mit Schmelzeinsätzen zur Absicherung der Netzspannung und 60 V-Batteriespannung, ein Funk-Entstörbecher, ein abschaltbarer Alarmwecker und ein

Signalrelaissatz für die Pegel-, Netz- und Sicherungsüberwachung untergebracht. Auf der oberen Gestellquerschiene befindet sich ein Signallampenträger mit vier verschiedenfarbigen Gestellsignallampen für Hauptalarm (blau), Einzelalarm (rot), Pegelausfall (gelbweiß) und Kontrolle (mattweiß). Ferner sind ein Signalverteiler zum Anschluß einer Amtssignaleinrichtung und ein Lötösenstreifen zum Anschalten der Ansage-, Steuer-, Abhörkontroll- und Amtsvielfach-Leitungen vorgesehen.

Verteileinrichtung

Soweit die Ansagenverteilung unmittelbar am Standort des Ansagegestells vorgenommen wird, sind keine zusätzlichen Ansageverstärker mehr erforderlich, da die Wiedergabeverstärker bereits einen niederohmigen Leistungsausgang besitzen. Die örtlichen Abnehmerkreise (DGW-Ausgänge) werden künftig nicht mehr über Längswiderstände, sondern induktiv angekoppelt und die Schaltkennzeichen individuell angelegt, so daß eine klare gleichstrommäßige Trennung herrscht. Durch die Verwendung von Kontaktzählern konnten die Ansageübertragungen mit vertretbarem Aufwand in übertragungs-, schaltungstechnischer und betrieblicher Hinsicht verbessert werden, ohne wesentlich mehr Platz zu beanspruchen.

Zusammenfassung

Mit der Entwicklung eines postnormgerechten Ansagegestells ist es gelungen, die Wiedergabeeinrichtung für Fernsprechansagedienste in raumsparender, übersichtlicher Form in Gruppengestellrahmen von Wähler- oder Verstärkerämtern unterzubringen. Bei der Neukonstruktion konnten verschiedene, den bisher verwendeten Koffergeräten anhaftende Mängel beseitigt und eine Reihe betrieblicher Verbesserungen durchgeführt werden. Schließlich wurde die Pflege und Wartung der Einrichtung vereinfacht.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *H. Fleischer,* Untersuchungen am Dimafon. Fernmeldepraxis 1951, H. 7 u. 9, S. 212—216, 268—270.

[2] *F. Geißl,* Nachrichtenspeicher für Fernsprech-Ansagedienste. FTZ 1953, H. 1, S. 12—16.

[3] *F. Geißl,* Magnet-Tonspeicher in der Fernsprechtechnik. Der Ingenieur der DBP 1955, H. 3, S. 53—55.

[4] *G. Bubenzer,* Die Arbeitsverfahren verschiedener Diktiergeräte. Radio-Mentor 1955, H. 1, S. 20—26.

[5] *G. Goebel,* Schallspeicherungs-Tagung im Fernmeldetechnischen Zentralamt. FTZ 1951, H. 1, S. 38—40.

[6] *W. Endres,* Physik und Technik des magnetischen Schallaufzeichnungsverfahrens. Der Fernmelde-Ingenieur 1955, H. 6, S. 1—36.

[7] *H. Greve,* Erfahrungen aus dem Fernsprechansagedienst. Fernmeldepraxis 1953, H. 9, 10, 11, S. 302—304, 321—325, 367—369.

[8] *W. Bleek,* Die Fernsprech-Ansagedienste der DBP. ETZ-B 1955, H. 8, S. 290—292.

[9] *A. Langenberger,* Ein neuer Typ einer Sprechmaschine. Technische Mitteilungen PTT 1953, H. 7, S. 188—193.

SONDERDRUCK
aus der Fernmelde-Praxis 1955

Nr. 213

Ein Gerät zur Beobachtung der Rückstreuung von Funkwellen

Von

B. Beckmann, B. Lenhart und K. Vogt

VERLAG FRANZ WESTPHAL - WOLFSHAGEN/SCHARBEUTZ - LÜBECKER BUCHT

1955

© by Franz Westphal Verlag (24b) Wolfshagen-Scharbeutz (Lübecker Bucht)

Druck: Graphische Kunstanstalt H. G. Rahtgens, Lübeck

Printed in Germany]

Ein Gerät zur Beobachtung der Rückstreuung von Funkwellen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt
Darmstadt und dem Funkamt Frankfurt (Main)

Von B. Beckmann, B. Lenhart und K. Vogt

DK 621.396.826

Ein Gerät zur Beobachtung und Messung der Amplitude der Rückstreuung von Funkwellen wird im folgenden beschrieben.

Rückstreuvorgänge

Bekanntlich spielen bei der Raumwellenausbreitung neben der Reflexion am Erdboden und in der Ionosphäre auch Streuvorgänge eine große Rolle. Sie werden verursacht einerseits durch Inhomogenitäten im Schichtaufbau der Ionosphäre, insbesondere im E-Gebiet — Ionenwolken —, andererseits durch die Unebenheiten der Erdoberfläche. Man unterscheidet hierbei die Vorwärtsstreuung (forward scatter) und die Rückwärtsstreuung (back scatter). Durch die Vorwärtsstreuung ist eine Beeinflussung des Einfallswinkels der Ionosphäre auf dem Wege Sender—Empfänger gegeben, durch die der Umrechnungsfaktor und damit die Grenzfrequenz nach höheren Werten zu verlagert wird, eine Tatsache, die in diesem Zusammenhang nicht näher untersucht wird.

Unter Rückwärtsstreuung versteht man den Energieanteil der Strahlung, der durch die oben genannten Streuprozesse zum Sendeort zurückgeliefert wird. Da die E-Schicht-Rückstreuung ihren Weg über die F-Schicht nimmt und die Bodenstreuung sowohl nach Reflexion an der F-Schicht als auch an der E-Schicht zum Sendeort zurückkehrt — Ausbreitungswege, die entsprechend den Ionisationswerten der E- und F-Schicht zustande kommen und mit dem Übertragungsweg Sender-Empfänger übereinstimmen —, ist die Beobachtung der Rückstreuung am Sendeort für die Beurteilung der Verkehrsbeziehungen von besonderer Wichtigkeit. Tritt bei höheren Frequenzen keine Rückstreuung auf, so liegt die eingesetzte Betriebsfrequenz mit Sicherheit oberhalb der Grenzfrequenz der F_2-Schicht, für die maximal mit einem Sprung erreichbare Entfernung von etwa 3000 km, bzw. für die E-Schicht für die entsprechende Entfernung von etwa 1500 km. Mit zunehmender Tagesionisation der F-Schicht wird zunächst eine schwache Rückstreuung aus diesen maximalen Entfernungen beobachtet. Nimmt die Rückstreuung an Amplitude und Wegzahl zu, so bedeutet das eine weitere Verkleinerung der toten Zone, die entsprechend der eingesetzten Betriebsfrequenz möglicherweise bis zum Wert Null absinkt.

Da für die Übertragungsmöglichkeit bei einer gegebenen Betriebsfrequenz auch bei eventuell erforderlichen mehrfachen Sprüngen für das Zustandekommen der Verbindung mit für die Aufnahme des Betriebes ausreichenden Feldstärkewerten ein Mindestwert der toten Zone, d. h. also eine entsprechende Zahl von Mehrfachwegen mit entsprechend großen Amplituden vorhanden sein muß, kann man aus der Messung der Rückstreuamplitude ohne Messung der Laufzeit diesen Zeitpunkt des Einsatzes ermitteln. Das Prinzip der Messung der Rückstreuung zur Beobachtung der Funkwellenausbreitung ähnelt der bekannten Radartechnik mit dem Unterschied der indirekten Messung über die E- oder F-Schicht.

Während bei dem Radar-Verfahren der Rückstreupunkt von Interesse ist, gewinnt man hier durch die Rückstreuenergie die Möglichkeit einer einfachen schrägen Echolotung der Ionosphäre bei den charakteristischen Einfallswinkeln der betreffenden Funklinien.

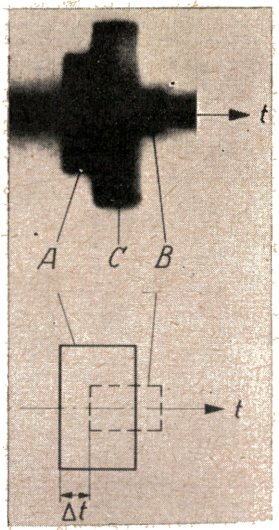


Abb. 1: Oszillogramm eines Telegrafiezeichens mit Rückstreuung
A: Primärzeichen = Bodenwelle
B: Um die Zeitdifferenz Δt später eintreffendes Rückstreuzeichen
C: Vektorielle Summe von A und B

Meßverfahren

Die Rückstreuvorgänge wurden bisher eingehend mit Hilfe von Impulssendern untersucht, deren regelmäßige Impulsfolge zwischen 25 und 50 Hz lag, während die Impulsbreite erheblich kleiner als die zu erwartenden Laufzeiten, etwa 100 μsec, war. Für die Beobachtung der Rückstreuung an kommerziellen Telegrafiesendern, deren Zeichenfolge und Zeichendauer — im allgemeinen wesentlich größer als die Laufzeit — einige msec — unregelmäßig ist, ist das bei den Impulsmessungen benutzte Amplituden-Zeit-Verfahren ungeeignet. Nach einem Vorschlag von einem der Verfasser [1] wird die im folgenden näher zu beschreibende Ringmethode benutzt, die keiner besonderen Synchronisierung bedarf.

In Abb. 1 ist ein Oszillogramm eines in die Zwischenfrequenz des Empfängers transponierten Telegrafiesignals wiedergegeben. Im unteren Teil des Bildes ist die Entstehung der Randkurve des Zeichens schematisch erläutert. Das Primärzeichen, die Bodenwelle, ist durch die Amplitude A gegeben, während die Amplitude B das um die Laufzeit Δt später eintreffende Rückstreuecho darstellt. Für den sich überlappenden Teil der beiden Zeichen ergibt sich die vektorielle Summenamplitude C. Wegen der unregelmäßigen Folge der Telegrafiesignale ist die Synchronisierung solcher Aufnahmen nicht möglich. Legt man ohne weitere Synchronisierung die empfangene Zwischenfrequenz etwa 90° phasenverschoben an die vertikalen und horizontalen Ablenkplatten der Braunschen Röhre, so erhält man die Amplituden des Zeichens durch Ringe dargestellt und damit auch bei unregelmäßiger Zeichenfolge ein stehendes Bild. Die Meß-

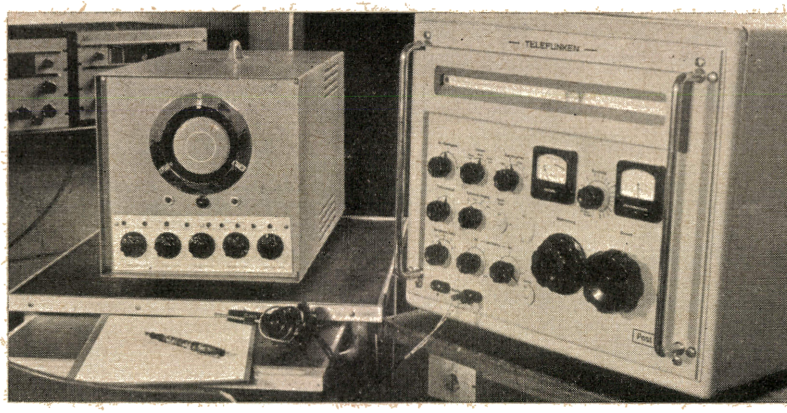


Abb. 2: Rückstreumeßplatz mit Beobachtungsempfänger und Rückstreuoszillograf

anordnung ist in Abb. 2 wiedergegeben. Als Empfänger wird der zur Zeit auf den Überseefunkempfangsstellen verwendete Telefunken-Verkehrsempfänger E 104 KW/4 mit einer Zwischenfrequenz von 525 kHz bei einer Filterdurchlaßbreite von $\Delta f = \pm 250$ Hz benutzt. Für den in Abb. 1 beschriebenen Fall ergeben sich auf dem Schirm des links neben dem Empfänger aufgestellten Ringstrahloszillografen drei Ringe entsprechend den Amplituden A, B und C. Der C entsprechende Ring hat wegen der größten zeitlichen Dauer die größte Helligkeit. Die Helligkeit der Ringe A und B hängt von der Laufzeit Δt ab. A bezeichnet man auch als Vorläufer, B als Nachläufer des Zeichens. Der Nachläufer ist an der kleinen Amplitude erkenntlich und zieht sich bei Schwund im Nullpunkt zusammen. Für 2 Ausbreitungswege ergeben sich 3 Ringe, d. h. allgemein ist die Zahl der Ausbreitungswege $n = \frac{1}{2}(z + 1)$. Darin bedeutet z die Ringzahl.

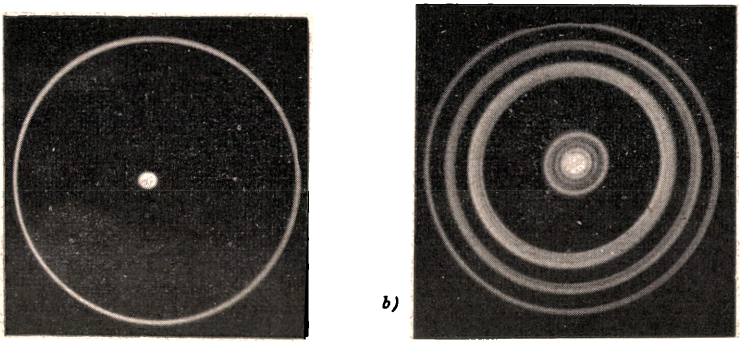


Abb. 3: Rückstreuaufnahmen nach der Ringmethode
a) ohne Rückstreuung, Außenring = Bodenwelle — b) mit Rückstreuung

Beispiele für die Rückstreubeobachtung nach diesem Verfahren sind in Abb. 3 wiedergegeben. Abb. 3a zeigt ein Beispiel ohne Rückstreuung, Abb. 3b zeigt die auf der Frequenz 14 513 kHz aus der Richtung 131° rwN am 7. April 1955 um 10.30 MEZ beobachtete Rückstreuung.

Neues Ringstrahlgerät zur Amplitudenmessung der Rückstreuung

Auf Grund der Erfahrungen mit dem Labormuster wurde ein neues Ringstrahlgerät zur Amplitudenmessung der Rückstreuung gebaut. Im folgenden wird dieses Gerät näher beschrieben.

Die Schaltung ist aus Abb. 4 ersichtlich. Die Zwischenfrequenz des Empfängers von 525 kHz wird über einen Symmetrierübertrager einem Gegentaktverstärker zugeleitet. Durch Verstimmung der beiden Anodenkreise um je 45° entstehen am Ausgang des Verstärkers zwei um 90° verschobene Spannungen, die dem einen Ablenksystem des Doppelstrahlers (DGM 10—12) zugeführt werden. Die Amplituden der Telegrafiezeichen erscheinen dann auf dem Schirm als Ringe, s. Abb. 3. Zur Amplitudenmessung dieser Ringe wird ein Hilfskreis erzeugt, indem auf die Ablenkplatten des zweiten Strahlsystems über einen 90° Phasenschieber die Spannungen eines 25-kHz-Generators gegeben werden. Zur Einstellung der Größe des Hilfskreises wird der dem Phasenschieber vorgeschaltete Verstärker meßbar geregelt. Abb. 5 zeigt die Außenansicht des Gerätes. Unter dem Oszillografenrohr befindet sich neben der Kontrollampe rechts der Netzschalter, links der Schalter für die Anodenspannung des 25-kHz-Generators, mit dem dieser bedarfsweise zu- und abgeschaltet werden kann. Die 5 in der unteren Reihe sichtbaren Drehknöpfe betätigen Potentiometer, die von links nach rechts gesehen folgende Funktionen haben: 1 und 2 für Helligkeit und

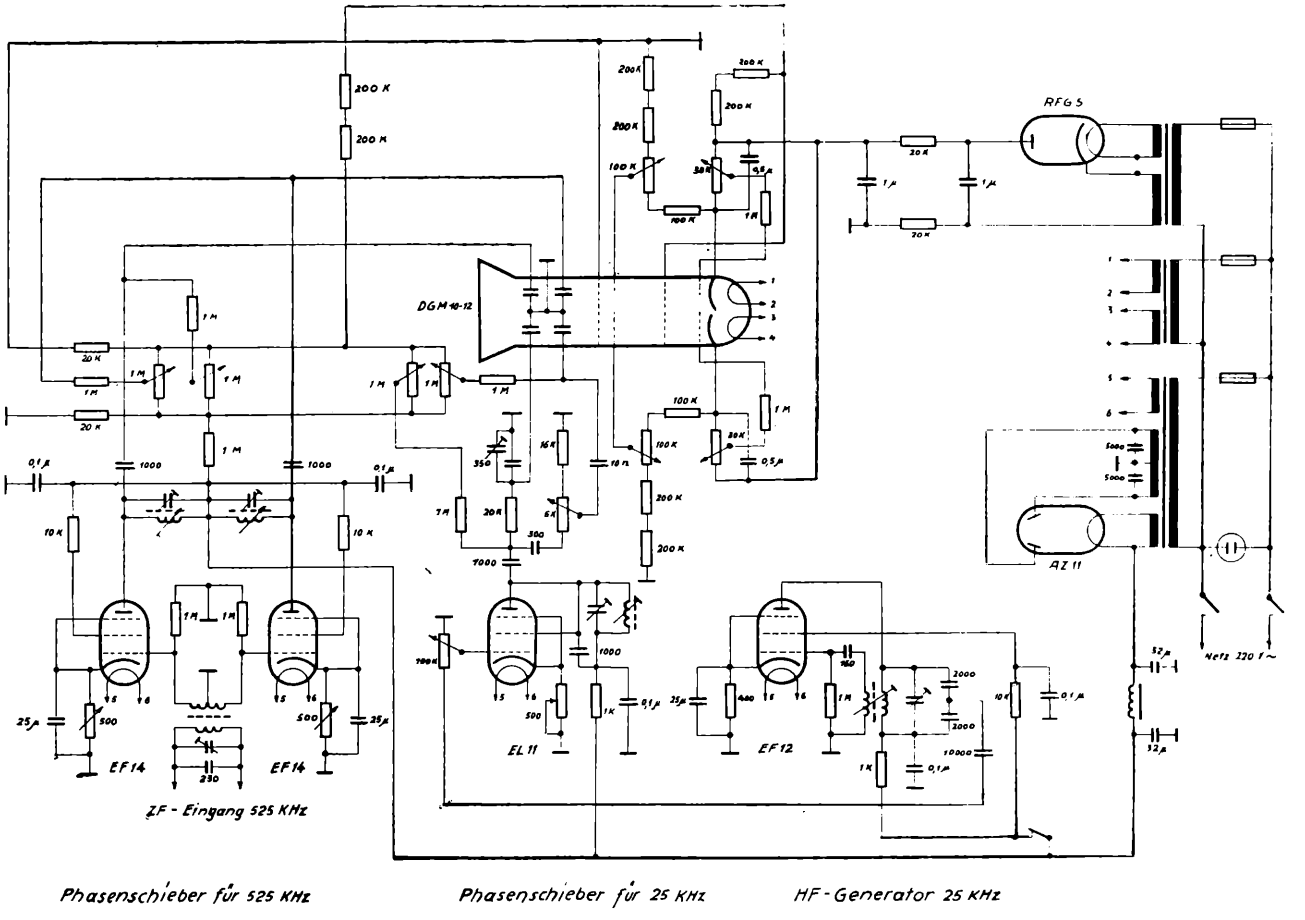


Abb. 4: Schaltbild des Ringstrahloszillografen zur Amplitudenmessung der Rückstreuung

Schärfe des 25-kHz-Meßkreises, 3 und 4 für Helligkeit und Schärfe des 25-kHz-Hilfskreises und 5 für Verstärkung des Hilfskreises. Hinter der darüberliegenden Lochreihe befinden sich weitere Potentiometer, durch die mit Hilfe eines Schraubenziehers die Grundeinstellung der beiden Phasenschieber ermöglicht wird. Abb. 6 zeigt eine Innenansicht des Gerätes, und zwar Teile des Netzgerätes und die Doppelstrahlröhre. Außerdem sind die Röhren EF 12 und EL 11 sichtbar, die zum 25-kHz-Generator bzw. zum Verstärker des 25-kHz-Phasenschiebers gehören. Die beiden Verstärkerröhren EF 14 des 525-kHz-Gegentaktverstärkers bzw. Phasenschiebers des Meßkreises sind durch das Doppelstrahlrohr verdeckt. Abb. 7 zeigt die Unteransicht des Gerätes mit den wesentlichsten Schaltelementen. In dem linken Bauabschnitt sind die Kondensatoren und Drosseln des Netzgerätes sichtbar. Links oben (an der Geräterückseite) befindet sich die Eingangsbuchse für die ZF-Eingangsspannung vom Empfänger. Die geschirmte Leitung führt zu dem Eingangsübertrager des Gegentaktverstärkers im rechten unteren Bauabschnitt. Über die beiden sichtbaren Achsen werden die Selbstinduktionen der beiden Schwingkreisspulen verändert zur genauen 90°-Einstellung der Ausgangsspannungen des 525-kHz-Phasenschiebers. In den beiden darüberliegenden Bauabschnitten ist links der Schwingkreis des 25-kHz-Generators untergebracht, rechts daneben der zugehörige Verstärker und Phasenschieber.

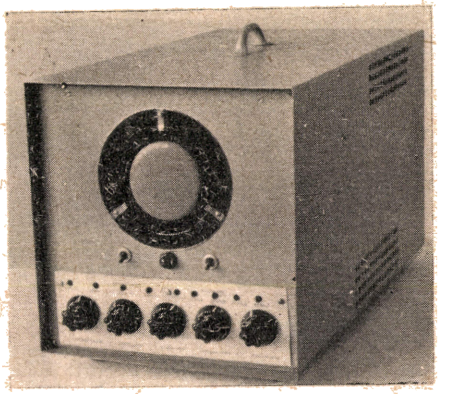


Abb. 5: Außenansicht des Gerätes

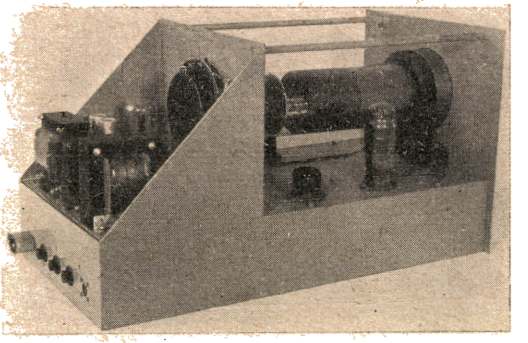


Abb. 6: Innenansicht des Gerätes, oberer Teil

Anwendung des Gerätes für den Frequenzeinsatz

Wie bereits oben erwähnt, zeigt Abb. 2 den am Sendeort oder bei der benachbarten Empfangsstation aufgestellten Rückstreumeßplatz mit dem Beobachtungsempfänger und dem Ringstrahloszillografen. Der Empfänger ist an eine Richtantenne angeschlossen, die mit der Sendeantenne, deren Ausstrahlung beobachtet werden soll, gleiches Azimut hat. Der Empfänger ist bei ausgeschalteter Schwundregelung auf die Betriebsart A1 oder A3 eingestellt. Bei der Beobachtung A1-getasteter Sender erfolgt die Frequenzeinstellung auf die Mitte des ZF-Filters (Bandbreite im allgemeinen $\pm$ 250 Hz). Bei störungsfreiem Empfang kann auch ein breiteres Filter gewählt werden. Die HF-Regelung des Empfängers dient zur Einstellung der Ringgröße, da der Verstärkungsgrad des über einen großen Bereich linearen Gegentaktverstärkers des Gerätes fest eingestellt ist. Bei der Beobachtung F1-getasteter Sender erfolgt die Empfängereinstellung bei dem schmalen Filter ($\pm$ 250 Hz) auf eine der beiden Tastfrequenzen, bei F1-Zweifach-Tastung (Di-, Duo- oder Twinplex) auf eine der vier Frequenzen.

Um den Zeitpunkt, zu dem eine Betriebsfrequenz einsatzfähig wird, auf Grund der Rückstreuung richtig beurteilen zu können, muß eine Eichung des Gerätes für die wichtigsten Funklinien in der Weise durchgeführt werden, daß an Tagen mit normalen Ausbreitungsbedingungen die Rückstreuamplitude einige Stunden vor dem im Mittel bekannten Auf- bzw. Untergang der Frequenz (in-time und out-time) gemessen wird [2]. Die Zeitdauer des kommerziellen Einsatzes dieser Frequenz ist durch das Überschreiten einer gewissen Mindestfeldstärke der Rückstreuung festgelegt. Nach Kenntnis dieser Eichung kann man an beliebigen Tagen durch Beobachtung des Feldstärkeverlaufes der Rückstreuung feststellen, ob die Werte dieser Eichung entsprechen, oder ob sie, wie an gestörten Tagen, wesentlich darunter liegen. Man erkennt also schon einige Stunden vor dem Betriebsbeginn, ob die Frequenzen für den betreffenden Tag zu normaler Zeit oder mit erheblicher Verspätung einsatzfähig werden, desgleichen ob der Untergang früher erfolgt, oder ob in der ganzen Zeit die Übertragungsverhältnisse unsicher sind.

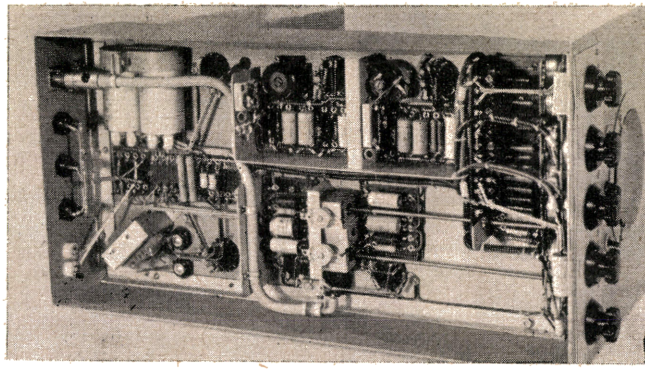


Abb. 7: Innenansicht des Gerätes, Unterseite

Parallel mit der zeitlichen Änderung der Rückstreufeldstärke, Anstieg und Abfall, geht auch die Änderung der Ringzahl. Bei guten Übertragungsbedingungen sind viele Ringe sichtbar (s. Abb. 3b), während bei schlechten Bedingungen keine oder nur wenige Ringe sichtbar sind (s. Abb. 3a). Nach einiger Übung in diesem Beobachtungsverfahren wird man aus dem Ringbild unmittelbar eine Aussage über die jeweilige Ausbreitungslage machen können. Für die Beurteilung der Beobachtungen ist zu beachten, daß die Rückstreuung die gleiche Frequenzabhängigkeit wie jede ionosphärische Übertragung hat. Sie unterliegt bei niedrigen Frequenzen der Dämpfung, d. h. am Tage ist die Rückstreufeldstärke bei niedrigen Frequenzen gering, nimmt mit wachsender Frequenz zu und fällt nach Überschreiten eines Optimums, das auch der optimalen Übertragungsfrequenz entspricht, bei der Grenzfrequenz wieder ab. Stehen mehrere Frequenzen zum Einsatz zur Verfügung, so kann man auf Grund der Rückstreuung jeweils die optimale Übertragungsfrequenz auswählen. (22 429)

Schrifttumsverzeichnis:

[1] *B. Beckmann. Ein einfaches Verfahren zur Beobachtung von mehrfachen Ausbreitungswegen an Telegrafiesignalen, Fernmelde-Praxis Nr. 1, Januar 1954, S. 25—32.*

[2] *B. Beckmann und K. Vogt. Über Beobachtungen der Rückstreuung (backscatter) im Kurzwellengebiet an kommerziellen Telegrafiesignalen, Fernmeldetech. Zeitschrift 1955, September, S. 473—481.*

Sonderdruck aus „Technische Hausmitteilungen NWDR" 11/12 (1955) S. 209 bis 216

STAND DER NORMUNG VON PRÜF- UND MESSVERFAHREN FÜR DIE FERNSEH-ÜBERTRAGUNGSTECHNIK

VON JOHANNES MÜLLER

FERNMELDETECHNISCHES ZENTRALAMT, DARMSTADT

(Nach einem Vortrag, gehalten auf der dritten Jahrestagung der Fernsehtechnischen Gesellschaft in Hamburg 1955)

Eingegangen am 21. November 1955. **DK 621.397.6**

Zusammenfassung

Es wird über die im Rahmen des Fernsehausschusses der FuBK empfohlenen Betriebsprüf- und Meßverfahren der Fernseh-Übertragungstechnik und die hierfür vorgeschlagenen Meßeinrichtungen berichtet. Außerdem wird ein Überblick über die im Ausland auf diesem Gebiet angewandten Methoden gegeben, wie er sich aus den neuesten Dokumenten des CCIF und CCIR darbietet. Ein Anhang mit den Richtlinien der FuBK für die in der Fernsehbetriebstechnik anzuwendenden Prüf- und Meßeinrichtungen bildet den Schluß der Arbeit.

Summary **The state of the standardisation of testing and measuring methods for television engineering**

The paper describes the service testing and measuring methods recommended by the television subcommittee of the FuBK (German Radio Services Committee) and the measuring equipment proposed for the purpose. It also contains a review of the methods used in this connection in other countries, based on the latest CCIF and CCIR documents. An appendix containing the instructions of the FuBK for testing and measuring methods used in television technique is given at the end of the paper.

Résumé **L'évolution actuelle de la standardisation des méthodes d'essai et de mesure pour la télévision**

Cet article donne une description des méthodes d'essai et de mesure en exploitation recommandées par le Sous-comité de télévision de la FuBK (Comité allemand des services de radio), ainsi qu'une description de l'appareillage de mesure qui peut être utilisé à cette fin. Cet article expose également les méthodes utilisées dans ce domaine par d'autres pays, ceci sur la base des documents les plus récents du CCIF et du CCIR. A la fin de l'article ou trouve les directives de la FuBK pour les méthodes d'essai et de mesure utilisées en television.

Einleitung

Zur Durchführung eines einwandfreien Übertragungsbetriebes ist es notwendig, daß von allen an einer Fernsehübertragung beteiligten Stellen dieselben Meß- und Prüfverfahren verwendet werden.

Nachdem im Rahmen der FuBK zwischen den Rundfunkgesellschaften, der Post und der Industrie über die grundsätzlichen Fragen der Fernsehbetriebsmeßtechnik Einigung erzielt und ein gewisser Abschluß in der Standardisierung der Meßverfahren und Meßgeräte erreicht worden ist, soll hier über die Ergebnisse dieser Arbeiten berichtet werden.

Da aber auch eine Angleichung der für die Prüfung von internationalen Fernsehübertragungsleitungen zu verwendenden Prüfsignale auf zwischenstaatlicher Basis wegen des immer stärkeren Anwachsens von europäischen Austauschsendungen außerordentlich wichtig ist, soll darüber hinaus ein Überblick über die in den internationalen Gremien gemachten Vorschläge auf diesem Gebiet gegeben werden.

Auf eine eingehende kritische Betrachtung über die Zweckmäßigkeit der vorgeschlagenen Verfahren soll im Rahmen dieser Arbeit nicht eingegangen werden.

Allgemeine Gesichtspunkte für eine Normung

Für eine Normung kommen in erster Linie die Meßverfahren in Frage, die der Aufrechterhaltung eines einwandfreien Fernsehbetriebes dienen. An einer Standardisierung dieser Prüf- und Meßmethoden sind

daher gleichermaßen die Rundfunkgesellschaften für ihre Studios und Sender und die Deutsche Bundespost für ihre Übertragungswege interessiert. Die allgemeinen Gesichtspunkte für die Entwicklung von Betriebsprüf- und -meßgeräten sind daher auch für beide Institutionen im großen und ganzen dieselben.

Die für den Betrieb zweckmäßigsten Meßverfahren sind solche, die zu ihrer Handhabung keinen Ingenieurstab erfordern, sondern vom normalen Betriebspersonal betrieben werden können. Es handelt sich hier also hauptsächlich um „Schnellmethoden", die keine langen zeitraubenden Auswertungen verlangen. Man hat daher nach Möglichkeit genormte Fernsehsignale verwendet, an deren Verformung man „auf einen Blick" die noch zulässige Abweichung eines Übertragungssystems vom normalen Betriebszustand erkennen kann.

Um der Industrie einen möglichst großen Spielraum in der Fertigung und Entwicklung zu lassen, ist die Normung der erforderlichen Meßgeräte nur soweit getrieben worden, wie es zur Erreichung gleicher Meßergebnisse erforderlich ist; d. h. es wurden lediglich die Eigenschaften der Meßgeräte festgelegt, nicht aber ihre Ausführungsformen im einzelnen.

Da die Messung bei der Aufrechterhaltung des Betriebes nicht Selbstzweck ist, durfte auch der wirtschaftliche Faktor nicht außer acht gelassen werden. Die für den Betrieb einzusetzenden Meßgeräte müssen in ihren Kosten so gehalten werden, daß sie zu den Aufwendungen der zu überwachenden Anlagen in einem gesunden Verhältnis stehen.

Stand der Normung im Bundesgebiet

Im folgenden Abschnitt sollen kurz die bisherigen Ergebnisse der Arbeit des Ausschusses für Prüf- und Meßverfahren, einem Unterausschuß der FuBK, zusammengefaßt werden. Die vom Ausschuß erarbeiteten Richtlinien, Video-Meßverfahren und -Geräte betreffend, sind im einzelnen in den unter [1] und [2] aufgeführten Empfehlungen zusammengestellt worden.

Die für die Betriebsmeßtechnik zu verwendenden Methoden müssen so beschaffen sein, daß sie den Betriebszustand der zu messenden Fernsehübertragungssysteme erfassen und daher der Tatsache Rechnung tragen, daß ein Fernsehübertragungssystem kein normaler Vierpol ist, sondern praktisch aus zwei Übertragungskanälen besteht, von denen der eine die Bildinformationen und der andere die Synchronisierzeichen überträgt. Daraus ergibt sich, daß alle durchzuführenden Messungen unter gleichzeitiger Mitübertragung der Synchronzeichen — jedenfalls der Zeilensynchronimpulse unter Berücksichtigung der Zeilenaustastlücke — zu erfolgen haben.

Die wichtigsten für die Aufrechterhaltung eines Fernsehübertragungsbetriebes meßtechnisch zu erfassenden Eigenschaften sind

a) für den Bildkanal: der Einschwingvorgang und die Linearität des Systems;

b) für den Synchronkanal: die Verformung der vorderen und hinteren Schwarzschulter und die Abhängigkeit der Größe des Synchronimpulses vom Bildinhalt.

Dabei sollen die empfohlenen Geräte und Verfahren in ihrer Grundausrüstung von allen an einer Fernsehübertragung beteiligten Stellen verwendet und für spezielle Messungen erweitert werden können.

Die Video-Meßeinrichtung

Die nach diesen Gesichtspunkten genormte Meßeinrichtung besteht auf der Geberseite aus einem speziellen Prüfsignalgeber, der die genormten Prüfsignale abgibt, während auf der Empfangsseite ein geeigneter normaler Breitbandoszillograph verwendet werden kann (Abb. 1). Für die Herstellung des Prüf-

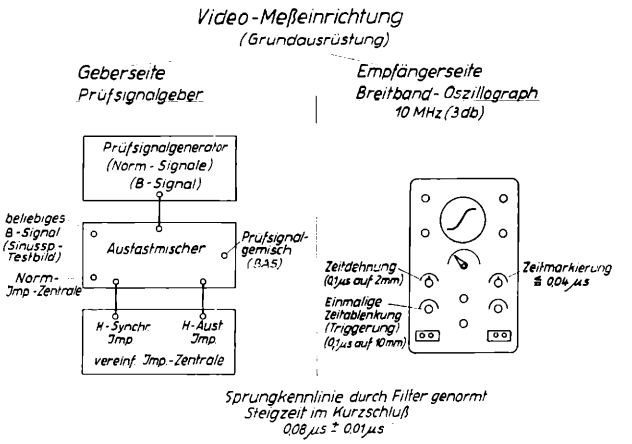


Abb. 1
Schema der genormten Video-Meßeinrichtung

signales wird dasselbe Prinzip empfohlen, das auch in der Studiotechnik Anwendung findet, nämlich die Zusammensetzung des kompletten normgerechten Prüfsignales aus dem eigentlichen Prüfsignal, z. B. Rechteck- oder Sägezahnspannungen und den Synchronimpulsen mit Hilfe eines Mischers.

Die Gebereinrichtung besteht daher praktisch aus drei Teilen, einer vereinfachten Impulszentrale, die die H-Austast- und Synchronimpulse liefert, dem Prüfsignalgenerator und dem Austastmischer, der das vom Prüfsignalgenerator kommende Bildsignal (B-Signal) zunächst einmal mit den H-Austastlücken versieht (BA-Signal) und dieses dann mit den H-Synchronimpulsen zu dem Prüfsignalgemisch (BAS-Signal) zusammensetzt. Dieses Prinzip bietet den großen Vorteil, daß man von außen her auch ein beliebiges Bildsignal, wie Sinusspannungen zur Aufnahme des Dämpfungsverlaufes oder normalen Bildinhalt in den Mischer hineingeben kann. Ebenso kann an Stelle der in der Einrichtung vorhandenen vereinfachten Impulszentrale ein Normtaktgeber angeschlossen werden. Diese Prüfeinrichtung ist in ihrer Anwendung sehr elastisch und vielseitig verwendbar. Der Austastmischer soll eine Bandbreite von mindestens 8 MHz (anzustreben 10 MHz) haben, d. h. der Verstärkungsabfall darf bei 8 MHz (10 MHz) höchstens 3 dB betragen.

Als Anzeigeteil auf der Empfängerseite wird ein breitbandiger Oszillograph verwendet, dessen Bandbreite 10 MHz sein soll, d. h. die Dämpfung soll bei 10 MHz höchstens 3 dB betragen. Zur Erreichung der

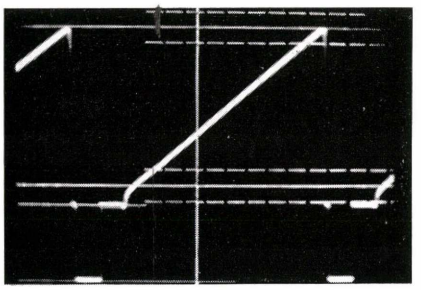


Abb. 2
Pegelsignal (30 % Austastwert, 35 % Schwarzwert, 100 % Weißspitze), mit Flutlicht-Strichmarken

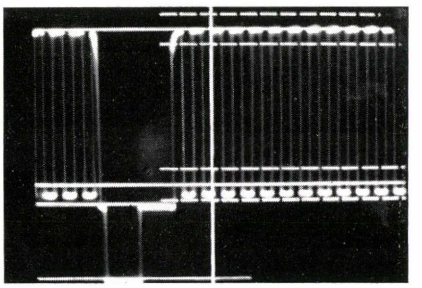


Abb. 3
Prüfsignalgemisch mit einer Rechteckwelle von 250 kHz, mit Zeilenfrequenz synchronisiert

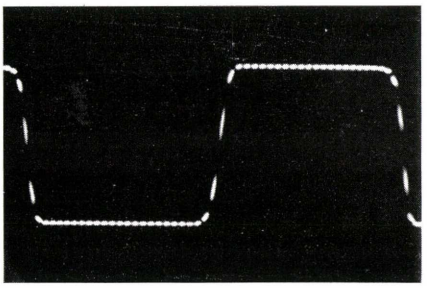


Abb. 4
Dasselbe wie in Abb. 3, jedoch mit 500 kHz Rechteckwechsel und großer Zeitdehnung. Zeitmarkierung 25 MHz (0,04 µs)

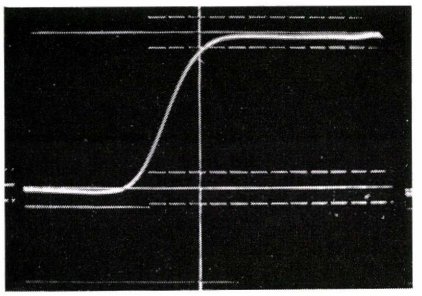


Abb. 5a
Vorderflanke der 250 kHz Rechteckwelle aus Abb. 3, durch Triggerung stark zeitgedehnt

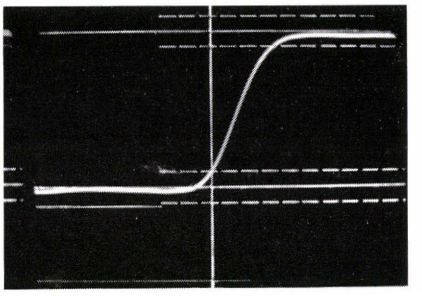


Abb. 5b
Dasselbe wie in Abb. 5a, jedoch um 0,08 µs mit Hilfe einer geeichten Laufzeitkette zur Bestimmung der Steigzeit verschoben

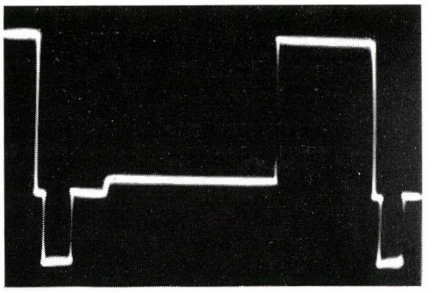


Abb. 6
Prüfsignalgemisch mit einer Rechteckwelle von Zeilenfrequenz

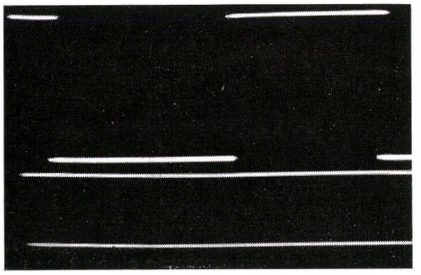


Abb. 7
Prüfsignalgemisch mit einer Rechteckwelle von 50 Hz

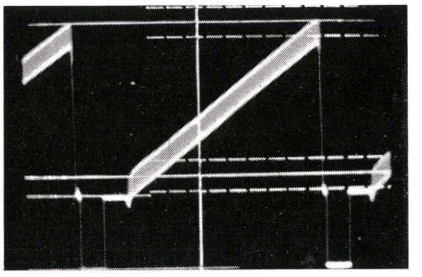


Abb. 8
Sägezahnspannung wie Abb. 2, jedoch mit überlagerter 4 MHz-Schwingung zur Messung der nichtlinearen Verzerrungen im Bildbereich

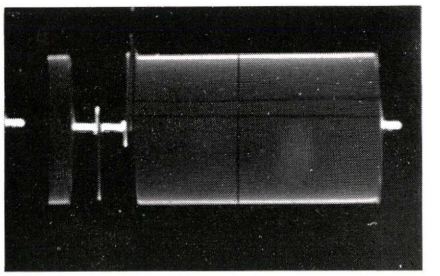


Abb. 9
Die von der Sägezahnspannung (Abb. 8) durch Hochpaß abgesiebte und verstärkte 4 MHz-Schwingung

erforderlichen zeitlichen Auflösung der Prüfsignale muß der Oszillograph mit einer zusätzlichen Zeitdehnung und nach Möglichkeit einer Triggereinrichtung ausgestattet sein. Ebenso soll eine geeignete Zeitmarkierung ($\leq$ 0,04 μs) vorhanden sein. Diese kann entweder mit einer Hell-Dunkel-Steuerung des Elektronenstrahls oder einer Laufzeitkette erreicht werden, mit deren Hilfe man das Oszillogramm zur Ausmessung über den Schirm schieben kann. Auf die empfohlenen Eigenschaften von Geber und Oszillograph kann hier im einzelnen nicht eingegangen werden; sie wurden in den vom Unterausschuß entworfenen Richtlinien [2] im einzelnen aufgeführt. Sie sind als Anhang beigegeben.

Die genormten Prüfsignale

1. Für die Einpegelung wird eine über die ganze Zeile gehende Sägezahnspannung mit Synchronimpulsen, Schwarzschultern und Schwarzabhebung verwendet (Abb. 2). Wird die Amplitude des Gesamtsignals von Synchronimpulsspitze bis Weißspitze mit 100 % angenommen, soll der Austastwert bei 30 % und der Schwarzwert bei 35 % liegen. Da die Sägezahnspannung auch gleichzeitig als grobe Linearitätskontrolle benutzt wird, darf sie von einem als ideal angenommenen Sägezahn an keiner Stelle des jeweiligen Momentanwertes um mehr als $\pm$ 5 % abweichen und muß im übrigen einen glatten Verlauf haben.

2. Zur Prüfung der Bildqualität wird das Einschwingverhalten des Übertragungssystemes herangezogen; und zwar betrachtet man den Einschwingvorgang, den die Sprungfunktion hervorruft. Um bei verschiedenen Stellen vergleichbare Meßergebnisse zu erhalten, muß die Sprungkennlinie des Prüfsignals vorgeschrieben sein. Sie soll, gemessen mit dem genormten Oszillographen im Kurzschluß, etwa die Form eines integrierten $\sin^2$-Impulses mit einer Steigzeit von 0,08 s $\pm$ 0,01 μs haben. Es wird empfohlen, den Geberteil möglichst breitbandig

auszulegen (Anstiegszeit etwa 0,05 bis 0,06 μs) und die vorgeschriebene Sprungkennlinie durch ein geeignetes Filter zu erzeugen [3].

Zur Prüfung des oberen Frequenzbereiches wird eine mit den Zeilenimpulsen synchronisierte Rechteckwelle von 250 kHz verwendet (Abb. 3). Bei zusätzlicher Zeitdehnung kann man das Überschwingen und beim Vorhandensein einer Hell-Dunkel-Steuerung die Steigzeit gut bestimmen (Abb. 4). Durch Triggerung auf die Vorder- oder Rückflanke des 250 kHz-Rechteckwechsels kann man die Sprungkennlinie so weit dehnen, daß man sie mit Hilfe einer geeigneten Laufzeitkette, die in Stufen von 0,01 μs geeicht ist, exakt ausmessen kann (Abb. 5a und 5b). Speziell bei der Triggerung hat sich die Rechteckfrequenz von 250 kHz besonders gut bewährt, einerseits weil dadurch die Helligkeit des Oszillogramms bedeutend größer ist als bei einer tieferen Rechteckfrequenz und andererseits die durch den oberen Teil des Frequenzbandes hervorgerufene Welligkeit (Überschwingen) im allgemeinen abgeklungen ist.

Zur Prüfung des mittleren Frequenzbereiches ist eine Rechteckwelle von Zeilenfrequenz vorgesehen (Abb. 6), um Zeitkonstantenfehler des Systems (Fahnen) erkennen zu können. Der untere Frequenzbereich wird wie üblich mit einer Rechteckwelle von 50 Hz geprüft (Abb. 7). Dabei gilt die Bedingung, daß der Geber und der Oszillograph, und zwar jeder für sich, nicht mehr als 2% Dachschräge zeigen dürfen. Der Verlauf der Dachschräge soll von der Firma bei Lieferung angegeben werden.

3. Zur Messung der nichtlinearen Verzerrungen des Bildkanals gibt es eine große Anzahl verschiedener Methoden, die man grundsätzlich in zwei Gruppen einteilen kann, nämlich: erstens die Verfahren, bei denen man die Kompression oder Stauchung eines hierfür geeigneten Bildsignals, z. B. einer Sägezahn- oder Treppenspannung beobachtet, und zweitens die differentiellen Methoden, die dadurch, daß man eine Hochfrequenz kleiner Amplitude über den Aussteuerbereich schiebt und den differentiellen Verlauf der Aussteuerkennlinie bestimmt, natürlich bedeutend genauer sind.

Zur Linearitätsprüfung ist neben dem Sägezahn (Meßgenauigkeit etwa $\pm$ 10%) auch noch eine 8- bis 12stufige Treppenspannung (Meßgenauigkeit etwa $\pm$ 5%) zugelassen. Für die exakte Ausmessung der Aussteuerkennlinie jedoch wird eine differentielle Methode empfohlen, indem man der bereits zur Verfügung stehenden Sägezahnspannung eine Hochfrequenz von 4 MHz mit einer Amplitude von 10% der Gesamtsignalamplitude überlagert (Abb. 8) und am fernen Ende zur Anzeige auf dem Oszillographen mit Hilfe eines Filters absieht (Abb. 9). (Genauigkeit etwa $\pm$ 2%).

Da die Ausmessung der Aussteuerkennlinie nicht nur für den Bereich, den ein Bildsignal mit mittlerem Gleichstromwert einnimmt, zu erfolgen hat, sondern darüber hinaus auch die nichtlinearen Verzerrungen an vorwiegend schwarzen und weißen Bildern zu erfassen sind, hat man neben dem über die ganze Zeile reichenden Sägezahn (50%iges Weißbild) Prüfsignale genormt, die einem 1/8- und einem 7/8-Weißbild entsprechen. Die vom Meßausschuß vorgeschlagenen Linearitätsprüfsignale zeigt Abb. 10. Selbstverständlich kann man denselben Effekt auch auf andere Art erreichen, beispielsweise indem man auf einen ganzzeiligen Sägezahn 4 Weiß- bzw. 4 Schwarzzeilen

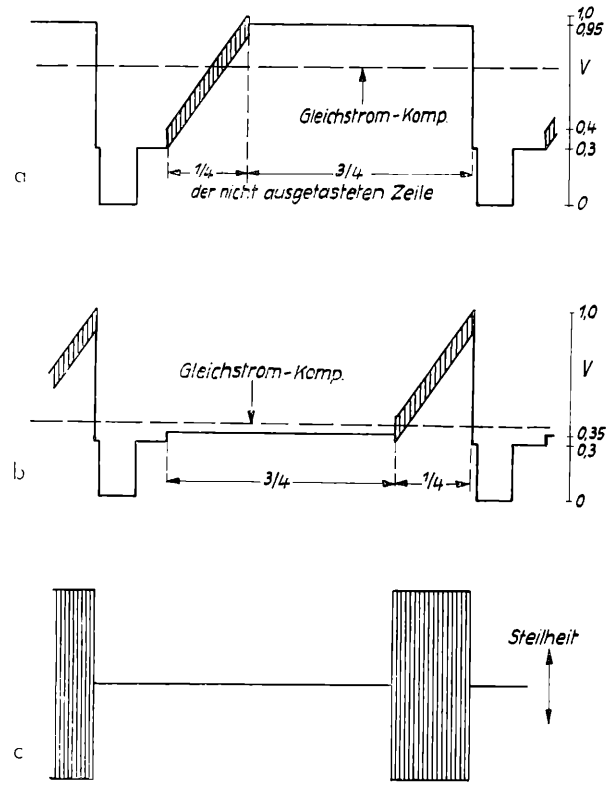


Abb. 10

Prüfsignal zur Bestimmung der nichtlinearen Verzerrungen in Abhängigkeit vom Bildinhalt durch Verschiebung einer über ein Viertel der Zeile reichenden Sägezahnspannung

a) Vorwiegend weißes Bild (7/8 Weiß)

b) Vorwiegend schwarzes Bild (1/8 Weiß)

c) Abgesiebte 4 MHz-Schwingung

folgen läßt (Abb. 11). Auch bei diesem Signal kann dem Sägezahn zur genauen Bestimmung der nichtlinearen Verzerrungen eine Sinusspannung von 4 MHz überlagert werden.

In vielen Fällen ist es zweckmäßig — z. B. bei der Prüfung von Fernsehsendern und frequenzmodulierten Systemen — die Überlagerungsfrequenz zu variieren, um die Aussteuerkennlinie in Abhängigkeit von der Frequenz zu messen. Man muß sich dabei aber im klaren sein, daß in diesem Fall nicht nur die für die Gradation im Fernsehbild maßgebenden statischen Verhältnisse gemessen, sondern darüber hinaus noch spezielle Systemeigenschaften erfaßt werden.

Wenn man die soeben beschriebenen Prüfsignale mit verschiedenen Gleichstrommittelwerten verwendet, kann man damit auch gleichzeitig die Impulskompression im Synchronbereich in Abhängigkeit vom Bildinhalt messen. Spezielle Prüfverfahren hierfür erübrigen sich dann.

Bezüglich der Aufnahme des betriebsmäßigen Dämpfungsverlaufs von Übertragungssystemen soll noch erwähnt werden, daß Messungen mit Sinusspannungen auch mit Hilfe des Meßmischers, also unter Anwesenheit der Synchronisierimpulse, vorgenommen werden müssen, was dadurch erreicht werden kann, daß man in den am Mischer vorgesehenen Eingang für beliebiges Bildsignal Sinusspannungen verschiedener Frequenz hineingibt.

Der Phasen- bzw. Gruppenlaufzeitverlauf des Übertragungssystems wird betriebsmäßig, also unter Anwesenheit der Synchronimpulse nicht gemessen, da einerseits Meßgeräte hierfür nur mit großem Kostenaufwand entwickelt werden können und andererseits dieser, wenn auch indirekt, durch die Messung des Einschwingverhaltens mit erfaßt wird.

Stand der internationalen Normung

Im folgenden soll ein kurzer Überblick über die im Ausland angewandten Prüf- und Meßverfahren der Fernsehübertragungstechnik gegeben werden, wie er sich aus den Dokumenten der letzten CCIF-Vollversammlung in Genf 1954 [4] und der Tagung der 11. Studienkommission des CCIR in Brüssel 1955 [5] ergibt.

Messung des Einschwingverhaltens

Man ist sich allgemein darüber einig, daß man zur Prüfung der gesamten internationalen Leitung vom Studio bis zum Sender das Einschwingverhalten des Gesamtsystems heranziehen sollte. Ebenso ist es selbstverständlich, daß betriebsmäßige Messungen an Übertragungslinien nur mit dem kompletten Prüfsignal, also mit den Synchronimpulsen durchgeführt werden müssen. Es besteht aber noch keine Einigkeit darüber, ob man den Einschwingvorgang, den ein kurzer Impuls — im Idealfall die Stoßfunktion — oder ein Spannungssprung — im Idealfall die Sprungfunktion — hervorruft, für die Messung zugrunde legen soll. Über dieses Problem ist bekanntlich schon viel diskutiert worden. Die Vor- und Nachteile des einen und des anderen sind vom Verfasser in einem Referat auf der FTG-Jahrestagung 1954 besprochen worden.

Zur Zeit ist der Stand der Dinge etwa folgender [4]: Während man zur Zeit in fast allen europäischen Ländern der Gerbernorm einschließlich Frankreich

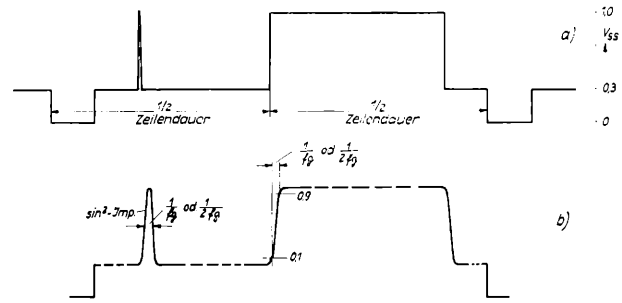


Abb. 12
In England angewandtes kombiniertes Prüfsignal zur Messung des Einschwingverhaltens
a) Entsprechend einem Oszillogramm über Zeilendauer
b) Zeitlich stark gedehnt (etwa 15fach gegenüber a)

zur Prüfung der Bildqualität die Sprungfunktion, also Rechteckwechsel bestimmter Frequenz und Anstiegszeit verwendet, möchte man in England den dort auch mit gutem Erfolg bei der englischen Post eingeführten $\sin^2$-Impuls beibehalten. Andererseits hat man aber erkannt, daß der $\sin^2$-Impuls als Testsignal allein nicht genügt und die Sprungfunktion besonders für die Beurteilung des mittleren Frequenzbereiches (Fahnenziehen) unbedingt erforderlich ist. England hat daher für die Beurteilung der Güte von Fernsehleitungen ein aus dem kurzen Impuls und dem Spannungssprung kombiniertes Prüfsignal vorgeschlagen, wobei je nachdem, ob es sich um eine Abnahme- oder Betriebsmessung handelt, die Breite des $\sin^2$-Impulses 1/fg oder 1/2fg sein soll (Abb. 12), wo fg die Grenzfrequenz des Systems bedeutet.

Im Rahmen des europäischen Programmaustausches hat man sich für die Prüfung internationaler Leitungen vorerst auf die Sprungfunktion (Rechteckwechsel von Zeilenfrequenz [Abb. 6] oder einem niedrigeren Vielfachen derselben) geeinigt, da die Einrichtungen hierfür im allgemeinen überall vorhanden waren, und bis zur Festlegung eines durch das CCIR empfohlenen international verbindlichen Prüfsignals noch einige Zeit vergehen wird.

Bezüglich der Prüfung im unteren Frequenzbereich ist einheitlich von allen Verwaltungen eine Rechteckwelle von 50 Hz vorgeschlagen worden, die selbstverständlich mit den H-Austastlücken und H-Synchronimpulsen versehen ist.

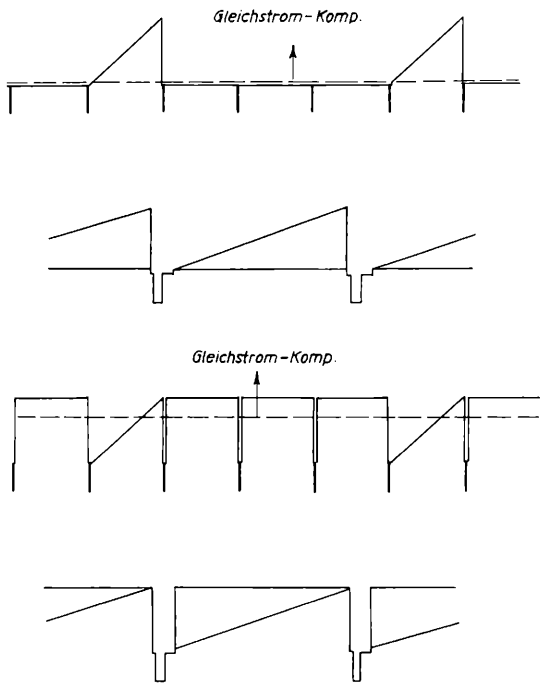


Abb. 11
Wie Abb. 10, jedoch wird hier die Verschiebung des Gleichstrommittelwerts durch eine ganzzeilige Sägezahnspannung mit 3 nachfolgenden Schwarzzeilen (1/4 Weiß) bzw. mit 3 nachfolgenden Weißzeilen (3/4 Weiß) erreicht

Messung der Linearität

Zur objektiven Erfassung des zweiten wichtigen Bildgütefaktors, der Gradation, wird die Linearität der Aussteuerkennlinie im Bildbereich gemessen. Die hierfür vorgeschlagenen Methoden sind so vielfältig, daß man von einer international anzuwendenden Standardmethode noch nicht reden kann. In zwei wesentlichen Punkten besteht jedoch nach den auf der Tagung der XI. Studiengruppe des CCIR in Brüssel eingereichten Dokumenten [5] Übereinstimmung:

1. Man will die Linearität der Aussteuerkennlinie des Bildbereichs nicht nur für einen mittleren Gleichstrommittelwert des Bildes prüfen, sondern will sie auch für ein vorwiegend schwarzes und weißes Bild erfassen.
2. In fast allen Vorschlägen werden die differentiellen Methoden verwendet, d. h. es wird eine hochfrequente Spannung kleiner Amplitude über den Aussteuerbereich geschoben.

Abb. 13 zeigt die von den Vertretern Frankreichs vorgeschlagenen Prüfsignale. Sie bestehen aus einem zwischen 0,4 und 1,1 des Gesamtsignals einstellbaren Grauwert, dem eine Sinus- oder Rechteckmodulation von etwa 500 kHz mit einer Doppelamplitude von 0,2 Volt überlagert wird. Während beim ersten Signal die Grauabhebung über die ganze nicht ausgetastete Zeile reicht, beträgt sie beim zweiten nur etwa 1/8

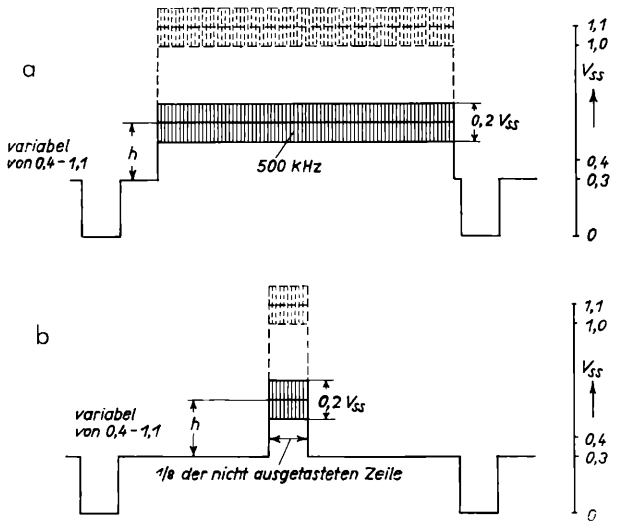


Abb. 13

Von Frankreich vorgeschlagenes Prüfsignal zur Messung der nichtlinearen Verzerrungen im Bildbereich bei gleichzeitiger Erfassung der Synchronimpulsänderungen in Abhängigkeit vom Bildinhalt

derselben. Mit diesen Prüfsignalen wird auch gleichzeitig die Impulskompression in Abhängigkeit vom Bildinhalt gemessen.

Der Schweizer Vorschlag deckt sich etwa mit dem deutschen Verfahren (Abb. 8), d. h. man verwendet eine über die Dauer der nicht ausgetasteten Zeile reichende Sägezahnspannung, der eine von 2 bis 5,5 MHz variable Sinusschwingung von 0,1 V_{ss} überlagert wird. Für die Anzeige am Oszillographen wird die Modulationsfrequenz abgesiebt und gleichgerichtet.

Von deutscher Seite ist das vom Meßausschuß der FuBK empfohlene Verfahren, das im vorigen Abschnitt beschrieben worden ist (Sägezahn über den vierten Teil der nicht ausgetasteten Zeile (Abb. 10) vorgeschlagen worden).

Bei den laufend stattfindenden Eurovisionssendungen verwendet man zur Prüfung der Linearität der

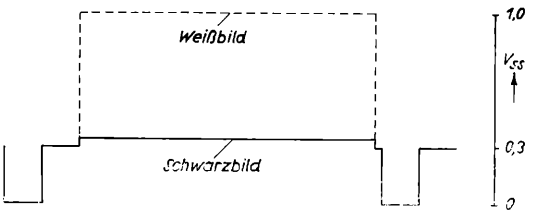


Abb. 14

Prüfsignal zur Messung der Synchronimpulsänderungen bei weißem und schwarzem Bild (z. Z. angewandt zur Prüfung internationaler Fernsehleitungen)

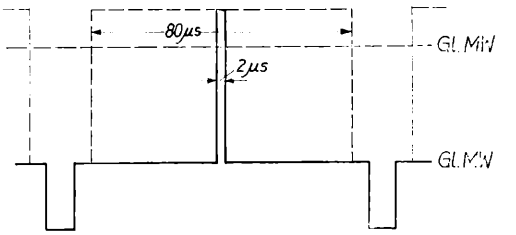


Abb. 15

In England angewandtes Linearitätsprüfverfahren (expandingbar-Methode)

internationalen Übertragungswege zur Zeit noch den zum Einpegeln gesendeten „blanken" Sägezahn, da die Benutzung dieses Prüfsignals keine besonderen Meßeinrichtungen erfordert und die Meßgenauigkeit bei dem augenblicklichen Zustand des Leitungsnetzes noch ausreicht.

Will man die durch den Übertragungsweg hervorgerufenen Synchronimpulsänderungen in Abhängigkeit vom Bildinhalt allein messen, ohne auf den Bildbereich im einzelnen Wert zu legen, gibt man, wie es zur Zeit bei den Eurovisionssendungen üblich ist, einmal die Synchronimpulse allein, also ein „schwarzes" Bild, zum anderen, indem man die Schwarzabhebung bis zur Weißspitze anhebt, ein „weißes" Bild auf das Übertragungssystem (Abb. 14). Von englischer Seite hat man zur Prüfung der Linearität [4] [5] die „expanding-bar"-Methode vorgeschlagen, bei der der Bildinhalt aus einem Weißstreifen besteht, der von 2,5 bis 80 µs, also über die ganze nicht ausgetastete Zeile, in seiner Breite variiert werden kann (Abb. 15).

Schlußbetrachtung

Wenn man sich auch auf internationaler Ebene noch nicht auf bestimmte Prüfsignale einigen konnte, so haben wir wenigstens bei uns im Bundesgebiet eine gewisse Standardisierung auf dem Gebiet der Fernsehbetriebsmeßtechnik erreicht. Die Aufstellung von Richtlinien hat sich bereits dahingehend positiv ausgewirkt, daß die von den verschiedenen Firmen entwickelten Prüfsignalgeber, Video-Meßgestelle, Prüfgeber usw. trotz ihres verschiedenen Aussehens

und Aufwandes grundsätzlich dieselben Meßmöglichkeiten bieten und auch die genormten Prüfsignale abgeben, so daß die vorgeschriebene Mindestanzahl von Messungen mit jedem Gerät unter Beistellung eines geeigneten Breitbandoszillographen mit mehr oder weniger Komfort durchgeführt werden können. Wenn man sich auch keineswegs dem technischen Fortschritt verschließen soll, so sollte man doch versuchen, einstweilen bei den empfohlenen Verfahren zu bleiben und von der Einführung neuer Methoden, selbst wenn sie vielleicht in manchen Punkten kleine Verbesserungen in der Meßtechnik mit sich bringen, absehen. Normung ist immer ein Kompromiß und es muß ihr zuliebe auf manche technische Feinheit verzichtet werden.

SCHRIFTTUM:

[1] Richtlinien für die in der Fernseh-Übertragungstechnik anzuwendenden Betriebsprüfverfahren. Fernmeldetechnisches Zentralamt, Abt. V E a, vom 27. April 1954.

[2] Richtlinien für die in der Fernsehbetriebstechnik anzuwendenden Video-Meßeinrichtungen. Fernmeldetechnisches Zentralamt, Abt. V E a vom 17. Januar 1955.

[3] Thomson, W. E.: The Synthesis of a Network to have a Sine-squared Impulse Response. J. Instn. Elec. Engrs. III (1952) 99, S. 373—377.

[4] Voliversammlung des CCIF in Genf 1954, 3. Studienkommission Doc. 94, S. 54 und 55.

[5] Tagung der XI. Studiengruppe des CCIR in Brüssel 1955 Doc. 91 Annex 1 bis 4.

Anhang

Richtlinien für die in der Fernsehbetriebstechnik anzuwendenden Video-Meßeinrichtungen

In Ergänzung zu den Richtlinien für die in der Fernsehübertragungstechnik anzuwendenden Betriebsprüfverfahren vom 27. April 1954 sind in der 4. Sitzung des Arbeitsausschusses für Prüf- und Meßverfahren am 8. und 9. Dezember 1954 zusätzliche Richtwerte für die gerätemäßige Ausgestaltung einer Video-Meßeinrichtung zusammengestellt worden. Die Forderungen an diese Meß- und Prüfapparatur sind dabei so gehalten, daß damit die wichtigsten Betriebsmessungen im Videobereich, am Fernsehsender, im Studio und an den Übertragungsstrecken der DBP durchgeführt werden können.

Die Meßeinrichtung soll dabei aus folgenden Teilgeräten bestehen:

Auf der Geberseite:

1. Hilfsimpulsgeber,
2. Prüfsignalgeber,
3. Signalmischer.

Auf der Empfängerseite:

4. Breitbandoszillograph.

1. Hilfs-Impulsgeber

1.1 Der Hilfsimpulsgeber, der nur für Meßzwecke verwendet werden soll, braucht nur die H-Synchronimpulse und H-Austastimpulse zu liefern.

1.2 Die Horizontalfrequenz soll um nicht mehr als $\pm 5\,\%$ vom Normwert (15625 Hz) abweichen.

1.3 Der H-Synchronimpuls muß eine zeitliche Länge von 9 bis 11% der Zeilendauer besitzen.

1.4 Der H-Austastimpuls darf zwischen 18 und 23% der Zeilendauer betragen.

2. Prüfsignalgeber

Der Prüfsignalgeber soll folgende Prüfsignale abgeben können:

2.1 Zur Messung des Einschwingverhaltens:

Rechteckwechsel 250 kHz Rechteckwechsel 100 kHz Rechteckwechsel 15 kHz	müssen mit der Horizontalfrequenz synchronisiert werden können.
Rechteckwechsel 50 kHz	kann frei laufen.

2.2 Die Rechteckspannungen sollen ein Tastverhältnis von 1:1 haben (Toleranz $\pm 10\,\%$).

2.3 Zum Einpegeln (z. B. von Fernsehübertragungslinien) eine horizontalfrequente über die ganze Zeile reichende Sägezahnspannung.

2.4 Zur Linearitätsprüfung eine horizontalfrequente, aber nur über ein Viertel der Zeile reichende Sägezahnspannung, mit der die Linearität in Abhängigkeit vom Bildinhalt geprüft werden kann (vgl. Abb. 10).

2.5 Der Prüfsägezahn selbst soll von einer als ideal angenommenen Sägezahnspannung an keiner Stelle des jeweiligen Momentanwertes um mehr als $\pm 5\,\%$ abweichen. Um plötzliche Sprünge innerhalb der Prüfspannung auszuschließen, darf die Steilheit an keiner Stelle um mehr als $\pm 10\,\%$ schwanken.

2.6 Zur Messung der nichtlinearen Verzerrungen soll eine im Gerät erzeugte Sinusspannung von 4 MHz der Sägezahnspannung unter 2.3 und 2.4 überlagert werden können. Die Amplitude, gemessen von Spitze zu Spitze, soll zwischen 7 und 10% des Gesamtsignals (1 V_{ss} bzw. 1,5 V_{ss}) liegen und um nicht mehr als $\pm 5\,\%$ in ihrer Frequenz von 4 MHz abweichen.

2.7 Es soll in Form einer zusätzlichen Buchse die Möglichkeit gegeben sein, von außen her aus einem beizustellenden Generator auch andere Frequenzen von 1 bis 6 MHz dem Sägezahn zu überlagern.

2.8 Die Amplitude der abgesiebten überlagerten Schwingung darf im Kurzschlußdiagramm um nicht mehr als $\pm 1\,\%$ von ihrem Maximalwert abweichen.

2.9 Zur Linearitätsprüfung kann zusätzlich auch eine der unter 2.3 und 2.4 aufgeführten Sägezahnspannung entsprechende Treppenspannung mit 10 Stufen verwendet werden.

3. Signalmischer

3.1 Im Signalmischer muß eine Austaststufe vorhanden sein, die das angelieferte Prüfsignal vor der Mischung exakt austastet, da eine Vorausstastung bei dem normalen Studiobildsignal nicht stattgefunden hat.

3.2 Die Flanken der Austastlücke dürfen nicht zu steil sein. Ihre Steigzeiten dürfen nicht kleiner als 0,2 µs sein und sollen nach oben hin durch die Gerbernorm begrenzt werden.

3.3 Der Mischer soll auch, wie ein normaler Studiomischer, mit einem normgerechten Impulsgeber und einem beliebigen Bildgeber arbeiten können. Für die dem Mischer in diesem Fall angebotenen Signale sollen folgende Werte gelten:

B- bzw. BA-Signal: $+1\ V_{ss} \pm 30\ \%$ an 75 Ohm
Austastsignal: $-4\ V_{ss} \pm 0{,}5$ V an 75 Ohm
Synchronsignal: $-4\ V_{ss} \pm 0{,}5$ V an 75 Ohm.

3.4 Es soll ein Eingang für externe Prüfsignale, z. B. für Sinusspannungen variabler Frequenz zur Aufnahme des Amplitudenverlaufs, vorgesehen sein.

3.5 Bildsignal, Synchronimpuls und Schwarzabhebung sollen getrennt voneinander einstellbar sein. Bei Änderung des Bildinhaltes von Weiß auf Schwarz darf der Synchronanteil um höchstens $\pm 1\%$ vom Gesamtsignal schwanken.

3.6 Der Synchronanteil muß zur Erzeugung eines BA-Signals bis auf 0% reduziert werden können.

3.7 Das abgegebene BAS-Ausgangssignal soll an 75 Ohm von 0,5 V_{ss} bis 1,8 V_{ss} einstellbar sein.

3.8 Bei Verwendung eines Hilfsimpulsgebers soll die Austastlücke folgendermaßen aufgeteilt sein:

Vordere Schwarzschulter	1— 2%	der Zeilendauer (64 µs)
Synchronimpulsbreite	9—11%	
Hintere Schwarzschulter	8—10%	

3.9 Im Bildbereich soll die Prüfrechteckspannung von 250 kHz, gemessen mit dem im folgenden Abschnitt näher beschriebenen Oszillographen, folgende Bedingungen erfüllen:
Steigzeit von 10% auf 90%: 0,08 s $\pm$ 0,01 µs.
Überschwingen: maximal 2%.
(Angaben über Sprungkennlinie vergleiche [3]).

3.10 Die Rechteckwechsel von 250, 100 und 15 kHz dürfen keine meßbaren Dachschrägen aufweisen.

3.11 Bei 50 Hz-Rechteckwechsel darf der durch den Mischer allein verursachte Dachabfall 2% nicht überschreiten und ist in Form und Betrag bei Lieferung mit anzugeben.

3.12 Der Mischer soll eine Bandbreite von mindestens 8 MHz (anzustreben 10 MHz) haben; d. h. der Verstärkungsabfall darf bei 8 MHz (10 MHz) höchstens 3 dB betragen.

4. Oszillograph

4.1 Wird der Oszillograph mit dem Geberteil in einem Meßgestell vereinigt, so muß die Möglichkeit vorhanden sein, den Oszillographen auch als selbständiges Meßgerät an anderer Stelle zu verwenden.

4.2 Die Strahlschärfe soll so bemessen sein, daß 1% Pegelabweichung (100% = 50 mm) feststellbar ist.

4.3 Die Oszillogrammhöhe soll, um eine genügend genaue Ablesung zu ermöglichen, mindestens 50 mm sein.

4.4 Die Empfindlichkeit soll so groß sein, daß der Ausschlag von 50 mm bereits von einer Eingangsspannung von 0,2 V_{ss} hervorgerufen wird.

4.5 Für Betriebsmessungen ist im Oszillographen eine Schwarzsteuerung anzustreben, die aber bei Bedarf abgeschaltet werden kann. Auf die Abschaltbarkeit kann nur verzichtet werden, wenn Messungen von Sinusspannungen beliebiger Frequenz bis herunter zu 50 Hz ohne Beeinträchtigung möglich sind.

4.6 Die nichtlineare Abweichung in der y-Richtung soll bei einer Oszillogrammhöhe von 50 mm so gering gehalten werden, daß die Synchronimpulsgröße eines BAS-Signals bei einem sich von Weiß auf Schwarz ändernden Bildinhalt um nicht mehr als 1% vom Gesamtsignal schwankt. Als Testsignale für Schwarz- und Weißbild sollen dabei die für die Linearitätsprüfung vorgesehenen über den vierten Teil der Zeile reichenden Sägezahn- oder Treppenspannungen verwendet werden (siehe Abb. 10). Eine vorhandene Schwarzsteuerung kann dabei eingeschaltet sein. Bei abgeschalteter Schwarzsteuerung soll bei Sinusspannungen die Bildhöhe der Eingangsspannung proportional sein. Die Abweichungen von der Proportionalität dürfen bei 50 mm Bildhöhe höchstens 3% betragen.

4.7 Die Abweichungen von dem linearen Verlauf der Kippspannungen in der x-Richtung dürfen bei einer Kippamplitude von 50 mm (möglichst 75 mm) nicht mehr als $\pm 5\%$ betragen; d. h. die Nulldurchgänge einer Meßspannung (mindestens 5) dürfen um nicht mehr als $\pm 5\%$ von ihrem Mittelwert entfernt liegen.

4.8 Für Betriebsmessungen muß die Zeitdehnung so ausgelegt sein, daß
a) bei einer Kippfrequenz von 15 kHz (Horizontalfrequenz) 0,1 µs mindestens auf 2 mm,
b) bei einer Kippfrequenz von 50 Hz (Vertikalfrequenz) 10 Zeilen mindestens auf 50 mm gedehnt werden können; dabei ist eine Zeitmarkierung durch Dunkelsteuerung vorausgesetzt.
c) Bei Verwendung einer Kippfrequenz von 250 kHz sollen 0,1 µs auf 10 mm gedehnt werden können.

4.9 Zur Bestimmung der Steigzeit wird eine Zeitmarkierung durch Dunkelsteuerung des Strahles von mindestens 25 MHz (40 ns) gefordert. Eine weitere Zeitmarkierung in Abständen von 1% der Zeile (0,64 µs) wird empfohlen.

4.10 Der Oszillograph soll eine Bandbreite von 10 MHz haben (d. h. Abfall bei 10 MHz höchstens 3 dB). Für den Frequenzgang im oberen und mittleren Frequenzbereich gelten die unter 3.9 und 3.10 geforderten Bedingungen.

4.11 Der untere Frequenzbereich muß so beschaffen sein, daß der bei 50 Hz-Rechteckwechsel durch den Oszillographen allein verursachte Dachabfall 2% nicht überschreitet. Form und Betrag der Abweichung müssen bei Lieferung angegeben werden.

4.12 Es ist eine Eichspannung von 1 V_{ss} vorzusehen, die mit einem eingebauten oder besonderen Instrument der Güteklasse 1,5 eingeregelt und kontrolliert werden kann.

Funkwetterprognose

von

Dr. phil. Bruno Beckmann

und

Dipl.-Ing. Willi Menzel

Sonderdruck

aus dem

Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens 1954/55
herausgegeben von Prof. Dr. rer. nat. Dr.-Ing. E. h. Friedrich Gladenbeck
Verlag für Wissenschaft und Leben Georg Heidecker Windsheim/Mittelfr.
1955

Bruno Beckmann und Willi Menzel

Funkwetterprognose

I. Einleitung
II. Ionosphärenmessungen als Grundlage für Funkwetterprognosen
III. Internationaler Austausch von geophysikalischen und solaren Meßwerten
IV. Langfristige Vorhersage des Übertragungsfrequenzbereiches
V. Kurzfristige Prognosen des Funkwetters
VI. Zusammenfassung
VII. Schrifttum

I. Einleitung

Bei der Nachrichtenübertragung auf dem Funkwege stellt die Lufthülle der Erde das Übertragungsmedium zwischen Sender und Empfänger dar. Aus der täglichen Erfahrung wissen wir, daß der Atmosphärenzustand täglichen und jahreszeitlichen Schwankungen unterliegt. Es ist daher nicht verwunderlich, wenn sich diese auch irgendwie auf die Funkübertragung und deren Güte auswirken.

Jeder, der sich dieses Übertragungsmediums „Atmosphäre" bedient, macht sehr bald eine Reihe von Beobachtungen über regelmäßige und mehr oder weniger abnorme Auswirkungen von Veränderungen, die sich sowohl auf die kürzesten (Dezimeter- und Ultrakurzwellen) als auch auf die längsten Wellen erstrecken. Jeder Rundfunkhörer weiß, daß die ankommende Feldstärke auf allen Frequenzgebieten oft erheblichen Schwunderscheinungen unterworfen ist. In allen modernen Empfängern wird versucht, diese durch automatische Pegelregelung im Gerät zu kompensieren. Sehr häufig reicht diese Maßnahme aus, um einen befriedigenden Empfang sicherzustellen. Im Kurzwellengebiet allerdings weist die Schwundtiefe oft so große Werte auf, daß, trotz ausreichender Regeleigenschaften des Empfängers, kein brauchbarer Empfang erzielt werden kann. Die kommerziellen Großstationen haben durch den gleichzeitigen Einsatz mehrerer Empfänger an verschiedenen Antennen die Möglichkeit, in gewisser Weise diesen Erscheinungen entgegenzuwirken, aber trotz Einsatzes beträchtlicher technischer Mittel wird es nie gelingen, den Funkweg so sicher zu gestalten, wie es beim Drahtweg heute möglich ist.

Aufmerksame Beobachter haben frühzeitig versucht, Zusammenhänge zwischen dem Wetter und der Übertragungsgüte zu finden. Dieses hat sich aber nur für Wellen im UKW-Gebiet (unter 10 m Wellenlänge) als richtig erwiesen. Wenn man mit derartigen Frequenzen Entfernungen innerhalb der optischen Sicht überbrücken will, so beobachtet man nur äußerst selten ernste Ausbreitungsstörungen. Hingegen findet man, daß bei Wetterlagen, die sich durch das Vorhandensein definierter Schichtungen mit relativ scharfen Begrenzungen auszeichnen (z. B. feuchte Warmluft über ruhender trockener Kaltluft), sich die Wellen

an diesen Grenzschichten wie im optischen Falle der Fata Morgana spiegeln bzw. durch Brechung die Erdkrümmung für Entfernungen von 1000 km und mehr überwinden können. Diese Reichweiten jenseits der optischen Sicht treten so lange auf, als die hierfür erforderliche Wetterlage anhält. Der unvoreingenommene Beobachter findet daher häufig einen auffälligen Zusammenhang „schönes Wetter = Möglichkeit von UKW-Ausbreitung auf größere Entfernung".

Die Ausbreitung von Mittel- und Langwellen erfolgt auf zwei verschiedenen Wegen. Beeinflußt durch die Leitfähigkeit der Erde läuft vom Sender ein Teil der Energie als Bodenwelle auf der Erdoberfläche entlang. Hierbei ist der Bodenwiderstand frequenzabhängig, und zwar derart, daß die Bodenwelle um so weniger Dämpfung erfährt, je niedriger ihre Frequenz ist. Das wirkt sich so aus, daß ein Langwellensender (Frequenz um 200 kHz) zu allen Tageszeiten im Umkreis von 500 km und mehr empfangen werden kann, während die kürzeren Mittelwellen (Frequenz um 1500 kHz) nur noch eine Bodenwellenreichweite von größenordnungsmäßig 200 km haben. Die Dämpfung der Bodenwelle nimmt mit wachsender Frequenz schnell zu, so daß Kurzwellensender nur etwa 50 km vom Sender entfernt als Bodenwelle empfangen werden können.

Außer der in Bodenrichtung abgegebenen Energie strahlt jeder Sender, je nach der Ausbildung der Antenne, einen erheblichen Anteil in den Raum. In Höhen um 100 km und darüber befinden sich elektrisch leitende Luftschichten, die unter gewissen Bedingungen diese Raumstrahlung zur Erde zurückzuspiegeln vermögen. Treffen an einem Empfangsort gleichzeitig Raum- und Bodenwelle mit etwa gleicher Amplitude ein, so leidet der Empfang unter besonders starkem Schwund. Je kürzer die Wellenlänge wird, um so mehr verschiebt sich das Empfangsfeld zur Raumstrahlung hin. Diese Arbeit wird sich ausschließlich mit der zuletzt genannten Ausbreitungsart befassen.

Es hat nicht an Versuchen gefehlt, die Empfangsgüte der Raumwellen auf dem Kurz-, Mittel- und Langwellengebiet zu dem Wetter an der Erdoberfläche in Beziehung zu setzen. Dieses Bemühen hat sich als nutzlos erwiesen; der Funker findet vielmehr, daß gewisse Schwankungen der benutzbaren Frequenzen und die Übertragungsgüte regelmäßigen Variationen unterliegen: Tagsüber sind für alle Richtungen höhere Frequenzen erforderlich als nachts. Dabei sind die oberen Frequenzgrenzen in erheblichem Maße Einflüssen von Richtung und Entfernung unterworfen. So sind im allgemeinen die Frequenzen für südlich verlaufende Funklinien höher als für nördliche.

Ein geschickter Funker wird nach einiger Zeit genügend Erfahrungen gesammelt haben, wie sich tages- und jahreszeitlich die Bedingungen für „seine" Funklinie verändern. Dieser Variation werden gelegentlich plötzliche Veränderungen der verwendbaren Frequenzen mit erheblichen Schwankungen der Übertragungsgüte überlagert. Solche Ausbreitungsstörungen treten im Mittel an 3—6, bisweilen sogar an 10 oder mehr Tagen im Monat auf. Interessierte Funker bemühen sich, Erscheinungen zu finden, die, wenn nicht Ursache, so doch Anzeichen für solche Störungen sein könnten. Das Wetter scheidet hierfür be-

stimmt aus. Einige den Autoren bekannte langjährige Praktiker beobachten mit primitiven Fernrohren die Sonne und versuchen, das Auftreten von Sonnenflecken zur Erklärung heranzuziehen. Die Ergebnisse sind oft nicht schlecht, im ganzen aber unbefriedigend. Manchmal hat man den Eindruck, daß nach Tagen besonders guter Übertragungsbedingungen mit dem Eintreffen von Ausbreitungsstörungen gerechnet werden kann. Polarlichter, besonders in mäßigen Breiten, haben fast immer Funkstörungen im Gefolge. Zweifellos ist die Frage der Kennzeichnung der jeweiligen Ausbreitungsbedingungen und deren lang- und kurzfristige Vorhersage so lange äußerst dringlich, als sich bei den gegenwärtig benutzten Frequenzen mit vernünftigem technischem Aufwand auf absehbare Zeit empfindliche Störungen nicht vermeiden lassen.

Mit wissenschaftlichen Methoden gelingt es nun heute, den gesamten Komplex der Wellenausbreitung so weit zu beherrschen, daß man dem Betrieb und sonstigen interessierten Stellen bis auf wenige Prozent Fehler die benutzbaren Frequenzen für jede Funklinie und beliebige Übertragungszeiten im Mittel langfristig (Größenordnung 1 Monat) vorhersagen kann. Es ist weiter unter Benutzung aller Faktoren der geophysikalischen und Sonnenforschung möglich, das Auftreten plötzlicher Behinderungen weitgehend zu beschreiben, zu erklären und mit relativ hoher Wahrscheinlichkeit, die etwa in der Treffsicherheit von Wettervorhersagen liegt und sie sogar oft übersteigt, vorherzusagen.

Das Bedürfnis der verschiedenen Funkstellen der Deutschen Bundespost, hinsichtlich der jeweiligen brauchbaren Übertragungsfrequenzen, der zu erwartenden Güte und der tatsächlich aufgetretenen Bedingungen regelmäßige Informationen zu erhalten, erfordert die Unterhaltung eines allen Erfordernissen gerecht werdenden Funkwetterdienstes. Der Gesichtswinkel, unter dem die verschiedenen Funkstellen eine Funkwetterberatung benötigen, hängt stark von dem Dienstzweig ab. Der feste Funkdienst braucht zur Frequenzplanung langfristige Vorhersagen des jeweiligen Übertragungsfrequenzbereiches. Er ist an einer täglichen Störungsvorhersage insofern interessiert, als die Annahmestelle für Überseegespräche dem Teilnehmer wichtige Vorschläge für die Ausführungszeit und die Gesprächsdauer machen kann und bei erhöhtem Nachrichtenanfall die personelle Besetzung der Stationen bei etwaigen Übertragungsstörungen besser einzuplanen ist. Es ist weiterhin für die Betriebsaufsicht wichtig zu wissen, ob Verkehrsbehinderungen von der Seite der Wellenausbreitung kommen bzw. wie lange diese anzuhalten pflegen. Im Seefunk besteht wegen der geringen Zahl der verfügbaren Bänder kaum eine Möglichkeit, nach den Erkenntnissen des Funkwetterdienstes frequenzmäßig auszuweichen. Es ist jedoch für diesen Dienstzweig wichtig zu wissen, wie die tatsächlichen Übertragungsbedingungen gewesen sind bzw. sind. Die Betriebsleitung kann aus diesen Angaben ermessen, ob sie Blindsendungen, die im Seefunkverkehr häufig vorkommen, unter Umständen wiederholen muß, und es läßt sich bei besonderen Vorkommnissen nachprüfen (z. B. Seenotfall), ob eine nicht zustandegekommene Funkverbindung zu Lasten der Ausbreitungsbedingungen geht oder aber technisches bzw. menschliches

Versagen zur Ursache hat. Die Kurzwellenrundfunkdienste haben gar keine Möglichkeit, unmittelbar mit den Empfängern ihrer Nachrichten in Verbindung zu treten. Sie haben nur wenige Frequenzen zur Verfügung und können daher im allgemeinen nur begrenzt den Erfordernissen der Wellenausbreitung folgen. Auch hier können, wenn die Programmgestaltung entsprechend elastisch ist, Angaben über das tatsächliche Funkwetter bzw. kurzfristige Prognosen durch Wiederholungssendungen zum gewünschten Erfolg führen, eventuell auf verschiedenen Frequenzen.

II. Ionosphärenmessungen als Grundlage für Funkwetterprognosen

Die langjährigen Erkenntnisse der Ionosphärenforschung und des Funkbetriebes bilden die Grundlage für die Aufstellung von Funkprognosen. Das Übertragungsmedium Ionosphäre — der stark ionosierte Teil der Erdatmosphäre über etwa 70 km Höhe —, durch das allein eine Verbindung im Kurzwellenbreich auf größere Entfernungen möglich ist, verdankt seine Entstehung der Sonnenstrahlung (Ultraviolett-, Röntgen- und Korpuskular-Strahlungen) und ändert deshalb zeitlich seine Übertragungsqualität mit den Schwankungen dieser Strahlung. Schon seit der Entdeckung der Fernreichweiten der Kurzwellen wurden systematische Untersuchungen in dieser Beziehung angestellt, und zwar in Zusammenarbeit der für die Nachrichtentechnik zuständigen Verwaltungen mit der wissenschaftlichen Forschung. Die letztere begann systematisch mit dem im Jahre 1926 von Breit und Tuve entwickelten Echolotungsverfahren, das 1931 von Appleton zum sogenannten „Durchdrehverfahren" verbessert wurde.

Das Prinzip dieses später in der Radartechnik bekannt gewordenen Impulsverfahrens besteht darin, daß von einem Sender kurze Impulse (etwa 0,1 Millisekunde Dauer) in stetiger Folge ausgesandt werden. Die zu jedem Impuls nacheinander eintreffenden Reflexionen der Ionosphäre, auch Echos genannt, werden von einem unmittelbar neben dem Sender aufgestellten Empfänger aufgenommen und als stehendes Bild (Synchronisierung der Zeitablenkung durch den direkten Bodenwellenimpuls) auf einer Braunschen Röhre sichtbar gemacht. Mit diesem Verfahren wurde zunächst festgestellt, daß die Ionosphäre nicht eine einzige homogene Schicht ist, sondern daß die aus verschiedenen Höhen kommenden Echos Reflexionen an mehreren Schichten bzw. verschiedenen Ionisationsmaxima darstellen.

Entsprechend der Theorie kann eine Reflexion oder, genauer gesagt, Refraktion (Zurückbrechung) in einem ionisierten Medium nur dort stattfinden, wo der Ionisationsgrad (ausgedrückt durch die Zahl der Elektronen im cm^3) mit der Höhe zunimmt, also im unteren Teil der als Schichten bezeichneten Ionisationsmaxima. Mit wachsender Ionisation nimmt nämlich der Brechungsindex ab, d. h. die Phasengeschwindigkeit der Welle mit der Höhe zu, was für das Zustandekommen einer „Zurückbrechung" der Wellenfront zur Erdoberfläche notwendig ist. Für den Umkehrpunkt der Strahlenbahn, im optischen Sinne den Punkt der Totalreflexion, ist theoretisch die Ladungsträgerdichte gleich dem mit einer Konstanten multiplizierten Quadrat der Frequenz, d. h.

man kann aus der benutzten Sendefrequenz die Ladungsträgerdichte für die betreffende Reflexionshöhe errechnen. Da mit wachsender Frequenz eine immer größere Ladungsträgerdichte für die Reflexion erforderlich ist, dringt die Welle entsprechend tiefer in eine Schicht ein, bis sie beim Überschreiten des Ionisationsmaximums der Schicht nicht mehr reflektiert wird, sondern diese durchdringt. Die Frequenz, die gerade noch im Schichtmaximum reflektiert wird, nennt man die Grenzfrequenz der betreffenden Schicht, ein Wert, der für Funkwetterprognosen von größter Bedeutung ist. Da unter dem Einfluß des erdmagnetischen Feldes eine Aufspaltung der Welle in eine rechts- und linkszirkularpolarisierte Komponente auftritt, ähnlich wie sich das Licht in doppelbrechenden Medien verhält, existieren streng genommen zwei Grenzfrequenzen, nämlich die der „ordentlichen" Komponente und die in unseren geographischen Breiten um ca. 0,7 MHz höhere Grenzfrequenz der „außerordentlichen" Komponente.

In Bild 1a ist das grundsätzliche Verfahren der Echolotung schematisch dargestellt. Links ist der ungefähre Verlauf der Ionisation mit der Höhe skizziert, wie er auf Grund der Echomessungen ermittelt wurde. Im wesentlichen handelt es sich um die drei Maxima der D-, E- und F_2-Schicht (letztere hier kurz F-Schicht genannt). Mit der D-Schicht beginnt in ca. 70 km Höhe der als Ionosphäre bezeichnete äußerste Teil der Erdatmosphäre. Die E-Schicht ist ein relativ schmales Ionisationsmaximum in etwa 120 km Höhe und die F_2-Schicht ein sehr breites mit einem Maximum zwischen 300 und 380 km. Eine nur im Sommer zwischen der E- und F_2-Schicht als Wendepunkt im Kurvenverlauf auftretende F_1-Schicht ist fortgelassen, da sie das Funkwettergeschehen nicht wesentlich beeinflußt.

In der Bildmitte sind an den Schichten mögliche Reflexionen 1 bis 3 schematisch gezeichnet (T Sender, R Empfänger). Für die D-Schicht ist keine Reflexion angegeben, da dieses unterste Ionosphärengebiet für Kurzwellen im wesentlichen nur Dämpfungseigenschaften hat und erst bei längeren Wellen reflektiert. Rechts daneben ist das entsprechende Schirmbild der Braunschen Röhre dargestellt. Die Zeitablenkung läuft von links nach rechts. Ganz links ist das direkte Zeichen B (Bodenwelle) sichtbar. Es folgen die Echos von der E- und F-Schicht. Für die F-Schicht ist außerdem eine Doppelreflexion $2 \times F$, d. h. ein Echo, das nach Reflexion am Erdboden ein zweites Mal an der Schicht reflektiert wird, eingezeichnet.

Die Ursache dieser Ionisation ist, wie schon erwähnt, die Sonnenstrahlung, und zwar im wesentlichen Wellenstrahlung im Ultraviolett- und Röntgengebiet. Da einerseits die Eindringtiefe dieser Strahlung in die Erdatmosphäre infolge Absorption begrenzt ist, andererseits die Zahl der ionisierten Teilchen mit der Höhe abnimmt, entstehen für verschiedene Gasbestandteile der Erdatmosphäre in bestimmten Höhen Ionisationsmaxima (E-Schicht vermutlich Sauerstoffionisation, F_2-Schicht Stickstoffionisation, D-Schicht u. a. Stickoxyd).

Legt man die Ausgangsspannung des Empfängers statt an die senkrechten Ablenkplatten an den Wehnelt-Zylinder der Braunschen Röhre, so werden die empfangenen Impulse als Leuchtflecke auf einer

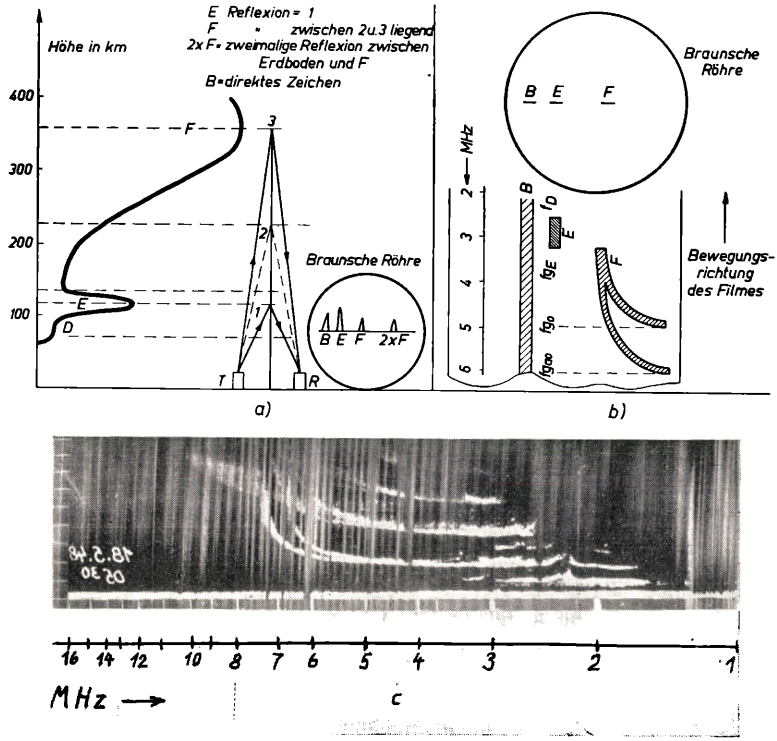


Bild 1. Zur Erläuterung des auf den Ionosphärenbeobachtungsstationen benutzten Verfahrens der Echolotung

a) der grundsätzliche Verlauf der Ionisation als Funktion der Höhe (D-, E- und F-Schicht) und auf Grund dessen mögliche Reflexionen auf dem Schirmbild der Braunschen Röhre (Sender T und Empfänger R unmittelbar benachbart. Zeitachse von links nach rechts. Vertikal: Die Impulsamplituden des reflektierten Zeichens und der Echos);

b) photographische Aufzeichnung der Echos bei veränderlicher Frequenz (Braunsche Röhre in Hell-Dunkel-Steuerung — Helligkeit Funktion der Impulsamplitude — und Teil eines Films von „Durchdrehaufnahmen". f_D Dämpfungsfrequenz, f_{gE} Grenzfrequenz der E-Schicht, f_{go} und f_{gao} Grenzfrequenzen der ordentlichen und außerordentlichen Wellenkomponente an der F-Schicht);

c) Beispiel einer Durchdrehaufnahme des Instituts für Ionosphärenforschung, Lindau (Hannover).

Geraden sichtbar (Hell-dunkel-Steuerung). In Bild 1 b wird gezeigt, wie man eine photographische Registrierung dieses zeitlich veränderlichen Schirmbildes vornehmen kann. Auf einem mit konstanter Geschwindigkeit senkrecht zur Zeitachse der Braunschen Röhre fortbewegten Film bilden sich die Bodenwelle, d. h. das Primärsignal B, als gerade Linie und die Echos als Kurven ab, deren Abstand von B in Laufzeiten oder durch Multiplikation dieser mit der Lichtgeschwindigkeit in „scheinbaren" Höhenwerten gemessen wird („scheinbar", weil die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Impulsen in der Ionosphäre, mit der Ladungsträgerdichte veränderlich, kleiner als die Lichtgeschwindigkeit ist). Ändert man dabei gleichzeitig die Frequenz, so entstehen etwa die

auf dem Streifen schematisch dargestellten Kurven. Die B am nächsten liegende Reflexionsspur zeigt Reflexionen an der E-Schicht. Sie beginnt etwa bei 2,5 MHz, endet bei 3,3 MHz und ist in der Höhe wenig veränderlich.

Die untere Frequenzgrenze ist durch die Absorption der Strahlung in der D-Schicht und durch die Senderleistung und Empfängerempfindlichkeit bestimmt. Durch Zusammenstöße der unter dem Einfluß des elektrischen Feldes der Welle schwingenden Ladungen mit neutralen Gasmolekülen geht der „Sekundärstrahlung" Energie verloren (als Sekundärstrahlung bezeichnet man auch die von diesen Oszillatoren zur Erdoberfläche zurückkehrende elektromagnetische Energie). Dieser Energieverlust nimmt mit zunehmender Frequenz zu und tritt besonders in der unteren Ionosphäre in Erscheinung, wo die Gasdichte noch groß ist. Man nennt diese untere Frequenzgrenze die auf die betreffende Senderleistung und Empfängerempfindlichkeit bezogene Dämpfungsfrequenz (f_D). Sie ist bestimmend für die Größe der Feldstärke mit wachsender Frequenz bis fast in die Nähe der Grenzfrequenz. Die Feldstärken sind um so größer, je niedriger die Dämpfungsfrequenz ist.

Bei der Grenzfrequenz der E-Schicht f_{gE} springt die Reflexionshöhe auf die F-Schicht über, und zwar erfolgt hier die Reflexion zunächst an der unteren Kante (Bild 1a, Reflexion Nr. 2). Mit zunehmender Frequenz dringt die Strahlung tiefer ein, die Reflexionshöhe nimmt zu. Dabei tritt eine Verästelung der Kurven ein, d. h. an Stelle eines reflektierten Impulses werden zwei sichtbar, nämlich die durch die schon oben erwähnte Doppelbrechung entstehenden Komponenten. Die ordentliche Komponente wird bei höheren, die außerordentliche bei niedrigeren Ionisationswerten reflektiert. Mit weiter zunehmender Frequenz durchdringt zuerst die ordentliche Komponente bei 5 MHz die F-Schicht und etwa 0,7 MHz höher die außerordentliche. Dieses innerhalb relativ kurzer Zeit aufgenommene Frequenzbild der Ionosphäre bezeichnet man als „Durchdrehaufnahme" oder „Ionogramm". Man kann auf diese Weise die Grenzfrequenzen für senkrechten Einfall bestimmen und hieraus entsprechend der oben erwähnten formelmäßigen Abhängigkeit auf Ionisationswerte im Maximum der Schichten schließen. Außerdem zeigt das Ionogramm die scheinbare Reflexionshöhe als Funktion der Frequenz, und es interessiert ferner der Charakter der einzelnen Reflexionen, der normalerweise sich durch scharf begrenzte Kurven auszeichnet, zeitweilig aber auch verwaschene oder streuend sporadisch reflektierte Zeichen erkennen läßt. Bild 1c zeigt ein Beispiel eines Ionogramms.

Die Festlegung der Dämpfungsfrequenz auf Grund solcher Durchdrehaufnahmen bereitet Schwierigkeiten, da man hierfür die Abhängigkeit der tatsächlich senkrecht abgestrahlten Leistung und der Empfindlichkeit der Empfangsapparatur von der Frequenz genau kennen müßte. Man ermittelt deshalb besser die Dämpfung aus dem Verhältnis der Amplitude von mehrfachen F-Reflexionen, die die untere Ionosphäre, das D-E-Gebiet, mehrfach durchdringen (bei einmaliger Reflexion zweimal, bei dreimaliger sechsmal usw.). Infolge Dämpfung müssen deshalb die Amplituden der Mehrfachreflexionen abnehmen und die Größe dieser Abnahme ist ein Maß für die Dämpfung. Man benutzt hierfür

das Sichtbild der Braunschen Röhre nach Bild 1a mit Amplitudenauslenkung.

Die im vorstehenden erwähnten Begriffe der Grenz- und Dämpfungsfrequenz besitzen im praktischen Funkverkehr größte Bedeutung, da sie die höchsten und niedrigsten möglichen Übertragungsfrequenzen beschreiben. Die Werte unterscheiden sich jedoch von den auf den Ionosphärenbeobachtungsstationen gemessenen, da hier der Strahlungseinfall in die Ionosphäre im optischen Sinne betrachtet „schräg" ist, weil Sender und Empfänger sich nicht mehr an einem Ort befinden. Man kann sich vorstellen, daß die ionosphärische Brechung für eine Zurückkrümmung des Strahles zur Erdoberfläche um so geringer zu sein braucht, je flacher der Einfallswinkel der Strahlung ist, d. h. je größer die Entfernung ist. Dieses bedeutet, daß für die Grenzfrequenz mit wachsender Entfernung ein abnehmender Ionisationswert erforderlich ist bzw. daß die Grenzfrequenz bei derselben Ionisation mit wachsender Entfernung um einen gewissen „Umrechnungsfaktor" $M > 1$ zunimmt. Nach der Theorie entspricht er dem Secans des Einfallswinkels in die reflektierende Schicht.

Wegen der Erdkrümmung und der gegebenen Schichthöhen kann für die F_2-Schicht maximal mit einem „Sprung", d. h. einer Reflexion, eine Entfernung von 3000 bis 4000 km überbrückt werden, während die maximale Reichweite eines Sprunges für die E-Reflexion nur ca. 1500 km beträgt. Innerhalb dieser Entfernungsbereiche kann die Grenzfrequenz, die im Funkdienst als MUF abgekürzt (maximum usable frequency), bis auf etwa den vierfachen Wert zunehmen. Diese Umrechnungsfaktoren, die von der zeitlich veränderlichen Schichthöhe und -dicke abhängen, können auf Grund von theoretischen Erwägungen nach graphischen Methoden aus dem scheinbaren Höhenverlauf der Ionogrammbilder der Ionosphärenbeobachtungsstationen ermittelt werden.

Für die senkrecht gemessenen Dämpfungsfaktoren bzw. hieraus errechnete Dämpfungsfrequenzen ist ebenfalls eine Umrechnung erforderlich für schräge Winkel des Funkverkehrs, weil der Dämpfungseinfluß mit wachsender Entfernung zunimmt, entsprechend der Vergrößerung des Weges im unteren Ionosphärengebiet, was ebenso sich durch einen Secans des Einfallswinkels ausdrückt. Hier ist der Einfallswinkel in die D-Schicht gemeint, während es sich bei den Grenzfrequenzen um den Einfallswinkel in die reflektierende Schicht (z. B. F_2-Schicht) handelt. Die Dämpfungsfrequenz, die im Funkdienst auch als LUF bezeichnet wird (lowest useful frequency), ist für verschiedene Entfernungen noch abhängig von der abgestrahlten Senderleistung und Mindestempfangsfeldstärke. Da durchschnittliche Höhe und Dicke des D-Gebietes als konstant angesehen werden, ist die Ermittlung dieses Umrechnungsfaktors rechnerisch möglich.

Durch Impulsversuche bei schrägem Einfall, sog. Ferndurchdrehaufnahmen, mit Geräten, wie sie in der Bundesrepublik vom Institut für Ionosphärenforschung in Lindau (Hannover) auf der Grundlage der Synchronisierung sämtlicher Schaltvorgänge durch Quarzuhren entwickelt wurden, versucht man, die Umrechnungsmethoden zu prüfen

bzw. zu verbessern. Die auf den Ionosphärenbeobachtungsstationen laufend gemessenen Daten sind folgende:

1) Scheinbarer Höhenverlauf als Funktion der Frequenz, aus dem man auf Grund theoretischer Überlegungen die wahren Höhen, insbesondere die Höhen des Maximums und die untere Kante ermitteln kann,
2) die Grenzfrequenzen der einzelnen Schichten,
3) Umrechnungsfaktoren,
4) Dämpfungsfaktoren (werden bisher nur von einigen Stationen laufend gemessen).

Veröffentlicht werden von den Ionosphärenbeobachtungsstationen regelmäßig die Daten zu 2) und 3) und von 1) Werte, die etwa dem Schichtmaximum oder der unteren Kante entsprechen, in stündlichen bzw. halbstündlichen Zeiträumen, des weiteren hieraus gebildete monatliche Medianwerte des Tagesganges in Kurvenform. Bild 2 zeigt ein Beispiel für die Medianwertdarstellung als regelmäßige monatliche Veröffentlichung der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau in der Fernmeldetechnischen Zeitschrift.

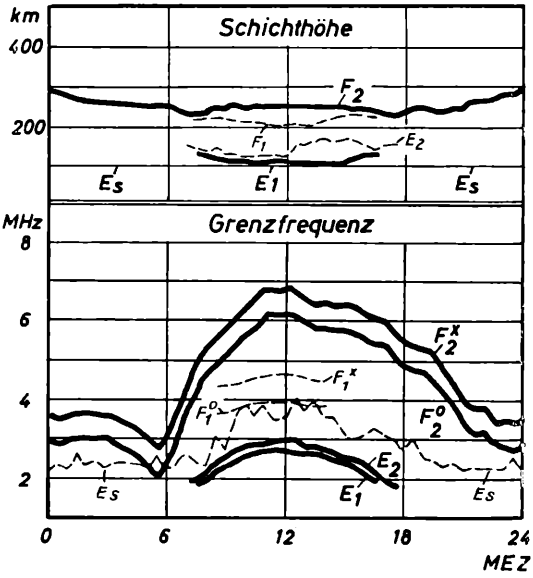


Bild 2. Die monatliche Medianwertdarstellung des Tagesganges der Grenzfrequenzen und minimalen „scheinbaren" Reflexionshöhen für Oktober 1954 nach Messungen der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau. Von unten nach oben: Grenzfrequenzverlauf der E_1- und E_2-Schicht (dicht benachbarte Schichten im E-Gebiet), der E_s-Schicht (sporadische Ionisationswolken im E-Gebiet), der F_1-Schicht und der F_2-Schicht (letztere in Bild 1 als F-Schicht bezeichnet. Die Exponenten o und x unterscheiden jeweils die ordentlichen und außerordentlichen Komponenten). Im oberen Teil die minimalen Schichthöhen mit entsprechenden Bezeichnungen. Die Kurven der wesentlichsten Schichten sind dick ausgezogen.

Etwa 50 über die Erde verteilte Ionosphärenbeobachtungsstationen veröffentlichen laufend ihre Meßergebnisse. Durch eine Synoptik kann man sich heute schon ein recht übersichtliches Bild des gesamten Ionosphärenzustandes machen, wenn auch eine Vermehrung der Stationsdichte in einigen Gebieten sehr erstrebenswert wäre. Die Messungen der einzelnen Stationen zeigen, daß der Ionisationszustand in der Ionosphäre in dauernder Veränderung begriffen ist in Abhängigkeit vom Sonnenstand und von der Sonnenaktivität (Sonnenfleckenzyklus). Betrachten wir zunächst monatliche Medianwerte. Die Ionisationsänderungen der unteren Ionosphäre (D-E-Schicht) sind für diese näherungs-

weise durch die Wurzel aus dem Cosinus des Zenitwinkels der Sonne darstellbar, wenn man von einem unregelmäßig sporadisch auftretenden wolkenartigen Ionisationsanteil absieht, der auch nachts vorhanden ist und deshalb offenbar nicht durch eine Wellenstrahlung verursacht wird. Er entsteht entweder durch korpuskulare Strahlungen oder durch die ionisierende Wirkung von Meteoren (E_s-Schicht). Diese wolkenartigen Ionisationseinschlüsse befinden sich in der regelmäßig mit dem Sonnenstand veränderlichen E-Ionisation.

In der oberen Ionosphäre, d. h. in der für den Überseeverkehr wichtigsten F_2-Schicht, ist der Zusammenhang mit dem Sonnenstand nur noch lose vorhanden, und es ist hier nicht möglich, ihn in den Medianwerten gesetzmäßig als Funktion des Sonnenstandswinkels zu erfassen. Am Tage sind zwar die Ionisationswerte höher als nachts, aber das Maximum liegt nicht unter Mittag, sondern im Winter etwa um 14 Uhr und im Sommer erst abends gegen 20 Uhr. Man spricht von einem Sommer- und Wintertypus des Tagesganges, den man symmetrisch zum erdmagnetischen Äquator beobachtet, d. h. das erdmagnetische Feld dürfte für die Entstehung der verschiedenen Typen eine wesentliche Rolle spielen. Gleichphasig mit dem nördlichen Sommer liegen außerdem auf der ganzen Erde die Tagesgrenzfrequenzen niedriger als im Winter, d. h. sie verhalten sich gerade entgegengesetzt in bezug auf den Sonnenstand. Es gibt verschiedenste Theorien zur Erklärung dieser Anomalien, bewiesen ist jedoch noch keine. Die größte Aussicht auf Erfolg hat wohl die Martynsche Gezeitentheorie. Man weiß seit langem, daß durch die tägliche Gezeitenbewegung in der unteren Ionosphäre Stromsysteme entstehen, die die tagesperiodischen Variationen des erdmagnetischen Feldes erzeugen. Das Polarisationsfeld dieser soll in der F_2-Schicht eine die Anomalien erklärende Ladungsdrift hervorrufen (Hall-Effekt). Zur Zeit ist eine formelmäßige Erfassung der Zusammenhänge noch nicht möglich. Es liegt jedoch zahlreiches Beobachtungsmaterial vor, so daß statistisch für die wichtigsten Gebiete der Erde der tägliche und jahreszeitliche Gang der F_2-Ionisation bekannt ist.

Da, wie weiter oben ausgeführt wurde, die Grenz- und Dämpfungsfrequenz Funktionen der Ionisation sind, ist somit der tägliche und jahreszeitliche Verlauf dieser monatlichen Medianwerte für die untere Ionosphäre angenähert berechenbar und der Grenzfrequenzverlauf der oberen statistisch gegeben. Auf Grund der Messungen ist z. B. eine Weltkarte der Grenzfrequenz der F_2-Schicht in Bild 3 wiedergegeben. Sie enthält Kurven konstanter Grenzfrequenzen, wie sie für Prognosezwecke aus den Messungen der Ionosphärenbeobachtungsstationen durch Interpolation abgeleitet wurden.

Betrachtet man die Medianwertkurven von Jahr zu Jahr, so stellt man eine gewisse Verschiebung der Kurven in Abhängigkeit von der elfjährigen Quasi-Periode des Sonnenfleckenzyklus fest. Die für die Erzeugung der Ionosphärenschichten verantwortlichen Strahlungsanteile im fernen Ultraviolett- und im Röntgengebiet sind nicht durch die Strahlung eines schwarzen Körpers bei 6000 ° K zu erklären, wie der sichtbare Teil des Sonnenspektrums. Vielmehr rührt diese in der Iono-

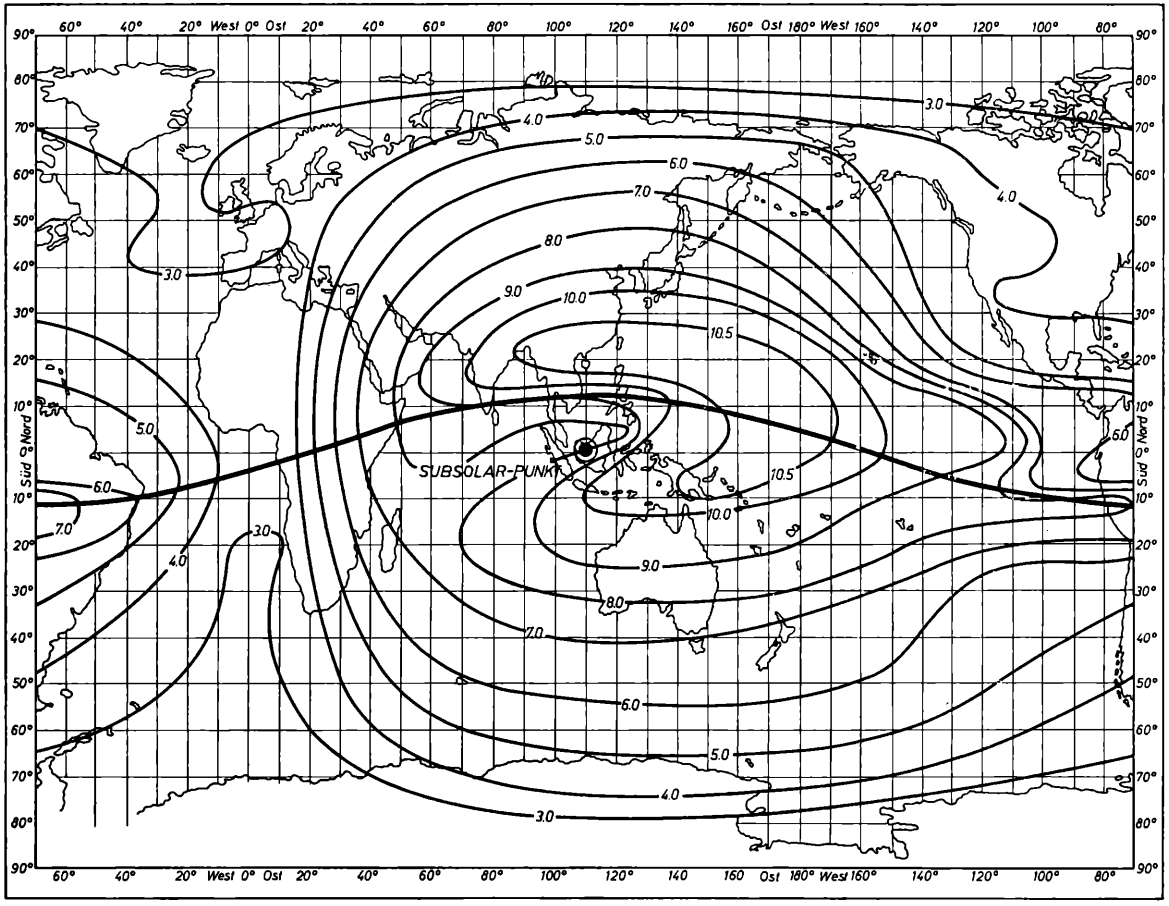


Bild 3. Weltkarte der F_2-Grenzfrequenzen für Äquinoktien 1945. Kurven konstanter Grenzfrequenzen (MHz) durch Interpolation aus den Messungen der Ionosphärenbeobachtungsstationen für Prognosezwecke abgeleitet. Dick ausgezogene Kurve in Äquatornähe = erdmagnetischer Äquator. Subsolar-Punkt, d. h. Sonne im Zenit für 111° 0 auf dem Äquator (nach Circular 462 des National Bureau of Standards).

sphäre absorbierte Strahlungsenergie von bestimmten Zentren auf der Sonnenoberfläche her, in denen örtliche Temperaturen von ca. 1 000 000° herrschen. Es sind dieses sogenannte Fackelgebiete, in denen sich häufig Sonnenflecken bilden. Man weiß nun auf Grund langjähriger Erfahrungen, daß die Sonnenflecken ein gewisses Maß für die Zahl dieser Zentren, und damit im Mittel auch für die Strahlungsintensität, darstellen, von der die Ionisationswerte der Ionosphäre abhängen. In Bild 4 sind monatliche Medianwerte der Grenzfrequenz der F_2- und E-Schicht als Funktion eines gleitenden zwölfmonatigen Mittelwertes der Sonnenfleckenrelativzahl (sie wird gebildet aus der Summe der Fleckenzahl plus der zehnfachen Zahl der Fleckengruppen) dargestellt für eine auf der nördlichen und südlichen Halbkugel gelegene Ionosphärenbeobachtungsstation (Washington und Watheroo) und für eine

Äquatorstation (Huancayo). Im Durchschnitt folgen Maxima bzw. Minima der Fleckenrelativzahl im Zeitraum von etwa 11,1 Jahren. Für den abfallenden Teil des Zyklus liegen zum Teil die Werte der Grenzfrequenzen etwas niedriger als für den steigenden Teil für gleiche Fleckenrelativzahlen. Beide Werte sind deshalb für jede Station eingetragen. Im Durchschnitt ist der Zusammenhang annähernd linear. Bei

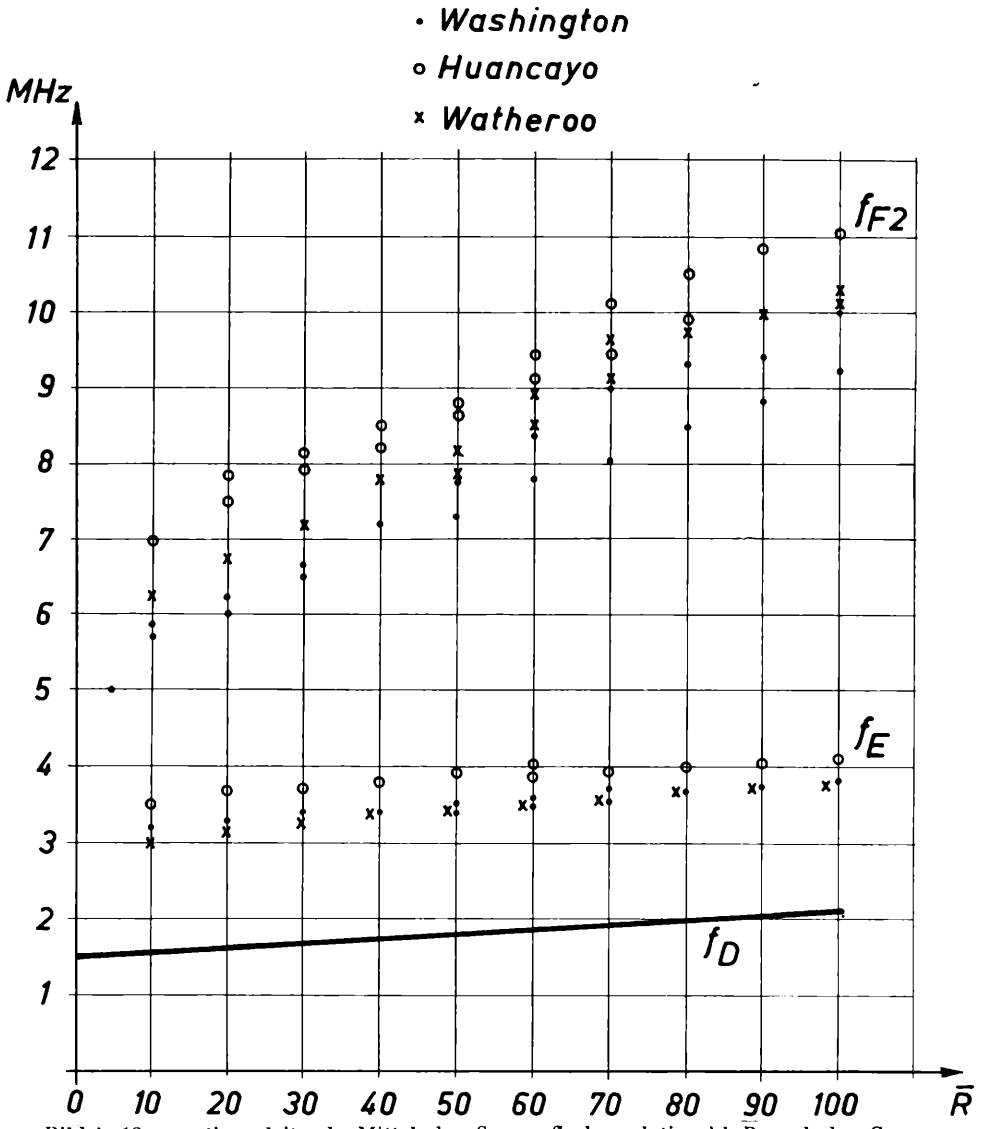


Bild 4. 12 monatige gleitende Mittel der Sonnenfleckenrelativzahl $\bar{R}$ und der Grenzfrequenzen f_E und f_{F2} von drei verschieden gelegenen Ionosphärenbeobachtungsstationen (nach Circular 462 des National Bureau of Standards) und relativer Verlauf der Dämpfungsfrequenz f_D.

höheren Werten findet eine Abflachung des Anstiegs statt. Fast parallel mit der Grenzfrequenz f_E verläuft auch die Veränderung der Dämpfungsfrequenz, als D-Schicht-Einfluß dargestellt, etwa durch f_D.

Auf Grund vorstehender Ausführungen setzen sich also die zeitlichen Änderungen monatlicher Medianwerte der Grenzfrequenz und Dämpfung zusammen aus dem täglichen und jahreszeitlichen Gang und aus den Änderungen mit der Sonnenfleckentätigkeit, d. h. Sonnenaktivität. Alle diese Schwankungen sind statistisch erfaßt und teilweise formelmäßig darstellbar.

Betrachten wir nun die täglichen Änderungen stündlicher bzw. halbstündlicher Meßwerte, so können wir Streuungen gegenüber den Medianwerten bis etwa 50 % feststellen. Sie sind im wesentlichen auf den Einfluß korpuskularer Störungen der Ionosphäre zurückzuführen, die mit Polarlichtern und erdmagnetischen Störungen parallel gehen. In den oben erwähnten Aktivitätszentren treten zeitweise Eruptionen auf, in denen elektrisch geladene Materie (in der Hauptsache Kalzium und Wasserstoff) emporgeschleudert wird. Bei besonders heftigen Eruptionen kehrt sie nicht wieder zur Sonnenoberfläche zurück, sondern verläßt sie in radialer Richtung. Dieser in den Weltraum austretende Korpuskularstrom, der die Entfernung Sonne — Erde in etwa 24 Stunden entsprechend einer Geschwindigkeit von rund 1700 km/sek zurücklegt, trifft die Erde ca. einen Tag nach dem Durchgang des Aktivitätszentrums durch den Zentralmeridian Sonne — Erde. Bekanntlich rotiert die Sonne in etwa 27 Tagen gleichsinnig wie die Erde einmal um ihre Achse. Durch den Einfluß des erdmagnetischen Feldes nach den Polen abgelenkt, erzeugt sie gleichzeitig mit neuen Schichtbildungen im E- und F- Gebiet der Ionosphäre dynamische Vorgänge, die mehr oder weniger die Zerstörung des normalen Schichtaufbaus zur Folge haben. Hierbei sinkt die Grenzfrequenz stark ab, während kurze Zeit vor Beginn der Störung zum Teil übernormal hohe Werte auftreten (positive Phase). Bild 5 zeigt ein Beispiel für diese täglichen Änderungen der Grenzfrequenzen im Vergleich zum monatlichen Medianwert.

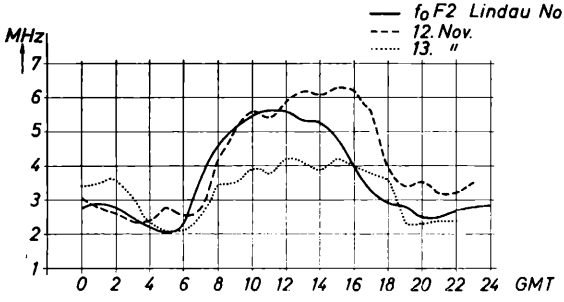


Bild 5. Der Grenzfrequenzverlauf an einem Tag mit „positiver Phase" und dem darauffolgenden Störungstag im Vergleich zum Medianwert des Monats nach Messungen der Ionosphärenbeobachtungsstation Lindau (November 1953).

Die Veränderungen im D-E-Gebiet bewirken tägliche Dämpfungsschwankungen bzw. Feldstärkeänderungen, teilweise hervorgerufen durch Ausbildung der Nordlicht-E-Schicht, zum Teil insbesondere auch durch rasche Änderungen der die normale Ionisation erzeugenden Wellenstrahlung, die infolge der bei Eruptionen auftretenden intensiven Lichtblitze im Ultraviolettgebiet entstehen. Alle diese Vorgänge der

Ionosphäre können zu einem großen Teil in ihren Ursachen durch regelmäßige Sonnenüberwachung erkannt werden und gehen mit erdmagnetischer Unruhe und anderen geophysikalischen Vorgängen (Polarlichter usw.) parallel.

Die geschilderten geo- und astrophysikalischen Zusammenhänge bieten Möglichkeiten für die Prognose der Ionosphärenänderungen und damit des Funkwetters. Unter der Bezeichnung „Funkwetter" verstehen wir die Auswirkung dieser Ionosphärenänderungen auf den Funkverkehr. Im Laufe der Zeit haben sich in den verschiedenen Ländern Dienste gebildet, die die entsprechenden Meß- und Beobachtungswerte der in Frage kommenden wissenschaftlichen Institute laufend sammeln und in geeigneter Zusammenstellung regelmäßig zum Teil durch Funk verbreiten.

III. Internationaler Austausch von geophysikalischen und solaren Meßwerten

Die Post- und Fernmeldeverwaltungen der einzelnen Länder gehören zum größten Teil dem Internationalen Fernmeldeverein (Union Internationale des Télécommunications — UIT) an, der in besonderen beratenden Ausschüssen eine Koordinierung zwischenstaatlich wichtiger Fragen des Fernmeldewesens vornimmt. Der Beratende Funkausschuß (Comité Consultatif International des Radiocommunications — CCIR) hat schon frühzeitig angeregt, daß interessierte Verwaltungen in ihren Ländern Zentralstellen schaffen, die alle für die Vorhersage der Wellenausbreitung notwendigen und wünschenswerten Meß- und Beobachtungsdaten sammeln. In gemeinsamer Arbeit mit der Internationalen Funkwissenschaftlichen Union (Union Radio-Scientifique Internationale — URSI), einer Institution des Internationalen Forschungsrats, wurde in den letzten Jahren der Austausch solcher Beobachtungswerte in Angriff genommen. Durch internationale Vereinbarungen wurde ein Verschlüsselungssystem geschaffen, in dem, ähnlich wie bei meteorologischen Werten, die für Funkprognosen wesentlichen Angaben in kurzer, aber möglichst erschöpfender Form durch Telegramme verbreitet werden.

Wie wir bemerkt haben, treten die Veränderungen in der Ionosphäre relativ plötzlich auf. Es ist daher notwendig, daß die hierauf sich beziehenden Nachrichten in möglichst kurzer Zeit weitergegeben werden, da sie sonst für aktuelle Prognosen zu spät kommen. Die momentane Auswertung der Routinemessungen auf den verschiedenen wissenschaftlichen Instituten erfordert erheblichen personellen Aufwand, den derartige Observatorien oft kaum tragen können. Aus diesem Grunde hat sich dieser unter dem Stichwort „Ursigramme" laufende internationale Austauschdienst relativ langsam entwickelt.

Die Verbreitung von Ursigrammen geschieht teilweise auf dem Funkwege, zum anderen Teile für bestimmte Empfänger durch Telegramme oder Fernschreiben. Regelmäßige Ursigrammfunkdienste gibt es in Europa und Japan. Die französische Postverwaltung hat bereits vor dem letzten Kriege begonnen, geophysikalische und solare Angaben auf dem Funkwege zu publizieren. Die Deutsche Bundespost hat im

Jahre 1950 angefangen, die wesentlichsten aktuellen Daten der verschiedenen wissenschaftlichen Institute zu sammeln und einzelnen Interessenten zuzustellen. Seit Ende 1950 werden die Meßwerte von der Deutschen Bundespost über einen ihrer Sender der Allgemeinheit zur Verfügung gestellt. Im Jahre 1952 wurde der Schlüssel im Einvernehmen mit den interessierten europäischen Stellen umgearbeitet und zum Europäischen Ursigrammschlüssel erklärt. Die Ursigramme werden gemeinsam von der französischen und deutschen Postverwaltung aufgestellt und verbreitet. Frankreich sendet mehrmals täglich auf Kurz- und Langwellen die Texte in Telegraphie, während die Deutsche Bundespost zweimal täglich Sendungen in Telephonie für die europäischen Interessenten durchführt. Die Telegramme enthalten Ergebnisse aus Frankreich, den Niederlanden, Österreich und Deutschland, werden jedoch in absehbarer Zeit auf Beobachtungswerte verschiedener anderer Länder erweitert werden können. Ein ähnlicher Ursigrammdienst wird von Japan unterhalten. Die in den USA gewonnenen Beobachtungsergebnisse werden den einzelnen Zentralstellen durch Telegramme und Luftpostbriefe mitgeteilt, eine Auswahl aus amerikanischen Messungen erscheint täglich auch im europäischen Ursigramm.

Es ist zu erwarten, daß in absehbarer Zeit durch die Tätigkeit des Ursigramm-Ausschusses der URSI ein Weltursigramm mit den wichtigsten Angaben in Kurzform täglich veröffentlicht werden kann, das dann durch regionale Ergänzungen für den jeweiligen Interessentenkreis erweitert werden könnte.

Über den Inhalt der Europäischen Ursigramme kann zusammenfassend folgendes berichtet werden: Ein Hauptteil ist Sonnenbeobachtungen gewidmet, und zwar erscheinen unter den Kennworten CHROM und CORON optische Beobachtungen, unter SOLER radioastronomische. In der Abteilung CHROM findet man neben der täglichen Sonnenflekkenrelativzahl unter Angabe der Position auf der sichtbaren Sonnenscheibe Einzelheiten über beobachtete Sonnenflecken und -fackeln und deren Eigenschaften bzw. Größen. Die Flecken sind je nach ihrem verschiedenen Aussehen unterschiedlich wirksam. Aus ihren Veränderungen von Tag zu Tag kann man wichtige Schlüsse über die Aktivität ziehen. Wie erwähnt sind Sonneneruptionen von erheblicher Bedeutung für das Gefüge der Ionosphäre, besonders wenn sie sich im Zentrum der Sonnenscheibe ereignen. Die Ursigramme melden ihre Positionen, die Zeit des Auftretens, ihre Dauer und die Intensität. Die Korona-Meldungen (Abteilung CORON) bringen Angaben über die Helligkeit der Sonnenatmosphäre um den Rand der Sonnenscheibe herum von 10 zu 10^0. Die Messung erfolgt so, daß im Fernrohr durch einen künstlichen Mond eine künstliche Sonnenfinsternis erzeugt wird und dadurch die Korona im Lichte verschiedener Spektrallinien meßbar wird. Sie ist an aktiven Stellen des Sonnenrandes örtlich begrenzt oft besonders hell. Diese Tatsache erlaubt eine Vorhersage auf etwa 7 Tage, da dann diese aktiven Stellen wegen der Rotation der Sonne im Zentrum stehen und ihre volle Wirksamkeit auf die Ionosphäre erreichen. Leider treffen nur relativ selten (im Durchschnitt zweimal wöchentlich) Korona-Meldungen ein, da die Beobachtungen ganz besonders dunstfreie Luft erfordern.

In neuerer Zeit wurde festgestellt, daß das Sonnenspektrum bis in den Ultrakurzwellenteil (etwa 30 MHz) reicht. Man versucht, die Intensität dieses Teiles der Sonnenstrahlung zu verwenden, um zu einer brauchbaren Kennziffer für die auf der Sonne herrschende Aktivität zu gelangen. Unter dem Stichwort SOLER erfolgt die Bekanntgabe der allgemeinen Strahlungsintensität der Sonne auf verschiedenen UKW-Frequenzen sowie der Strahlungsausbrüche, die meist auf eruptionsartige Vorgänge hindeuten.

Unter dem Kennwort CORAY wird über Meßergebnisse berichtet, die bei der Beobachtung der kosmischen Strahlung anfallen. Man hat gefunden, daß bei starken Sonneneruptionen die im Mittel recht konstante Intensität der kosmischen Höhenstrahlung kurzzeitig erheblich zunimmt. Es steht bisher allerdings noch nicht einwandfrei fest, ob sich jeder eruptionsartige Vorgang auf der Sonne auf diese Weise abzeichnet. In den Ursigrammen wird nur über kurzfristige Schwankungen berichtet und dabei die Art der Meßapparatur angegeben. Ihrer Bedeutung nach gehört die Abteilung CORAY ebenfalls zu den Sonnenbeobachtungen.

Unter den Stichworten FODEU, ESFRE und PERTU werden Ergebnisse der Ionosphärenforschung mitgeteilt. FODEU bringt die Grenzfreqenzen der F_2-Schicht der Ionosphäre (tägliche Stundenwerte sowie Monatsmittelwerte) von verschiedenen Ionosphärenstationen. Der Teil ESFRE meldet stündliche Werte der sporadischen E-Schicht, wenn diese 5 MHz überschreitet. Einmal monatlich werden auch die Mittelwerte gemeldet. In der Abteilung PERTU erfolgen Hinweise über auffällige kurzzeitige Feldstärkeerhöhungen auf Längstwellen sowie Mögel-Dellinger-Effekte. Beide Erscheinungen deuten auf Sonneneruptionen hin und finden ihren Grund in erhöhter Leitfähigkeit des unteren Ionosphärengebietes. Weiterhin findet man hier Angaben über ionosphärische Stürme, die den Funkverkehr erheblich beeinflussen.

Da das Verhalten des erdmagnetischen Feldes weitgehend mit dem der Ionosphäre parallel läuft, bilden die an verschiedenen Observatorien gemessenen Schwankungen des Erdfeldes in dreistündlichen Mittelwerten einen besonderen Absatz unter dem Stichwort MAGNE. Dieser enthält außerdem besondere erdmagnetische Erscheinungen, die von den Observatorien für wichtig gehalten werden.

Das Ursigramm enthält versuchsweise unter dem Kennwort PROPA die Funkwetter-Charakterisierung des Fernmeldetechnischen Zentralamts für verschiedene Funkrichtungen in Form von Güteziffern.

IV. Langfristige Vorhersage des Übertragungsfrequenzbereiches

Wie wir gesehen haben, ändern sich die Grenzfrequenzen der Ionosphäre tages- und jahreszeitlich, und damit sind auch die höchsten Übertragungsfrequenzen bei schrägem Einfall der Wellen in die Ionosphäre erheblichen Schwankungen unterworfen. Mit den Ergebnissen der Ionosphärenforschung lassen sich heute die für einen bestimmten Funkweg zu erwartenden Frequenzen einigermaßen befriedigend langfristig vorhersagen. Das Verfahren sei an Hand von Bild 6 näher erläutert.

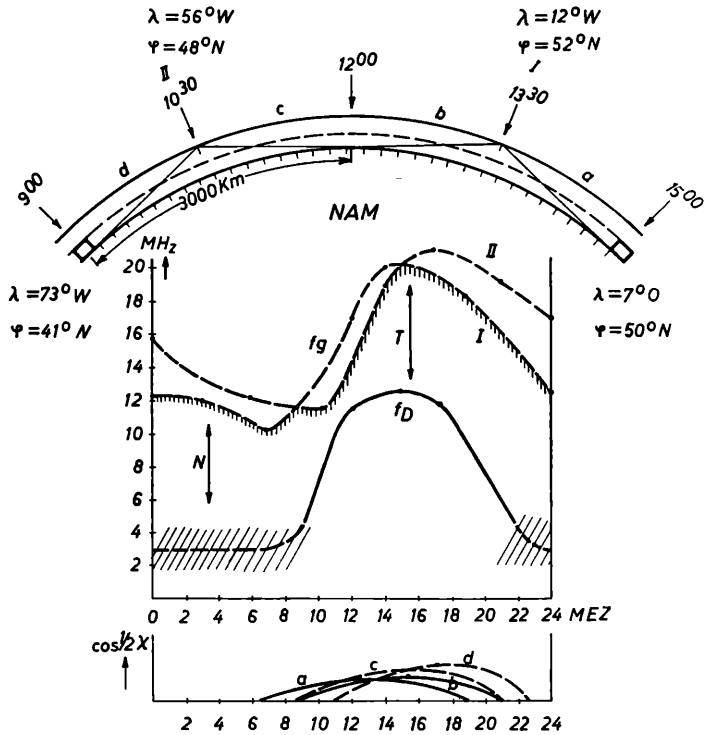


Bild 6. Zur Erläuterung der Berechnung des Übertragungsfrequenzbereichs. Oben: Schematische Darstellung des Übertragungsweges Nordamerika (NAM). Mitte: Ableitung des Übertragungsfrequenzbereiches (ÜFB = f_G—f_D) aus Messungen der Ionosphärenbeobachtungsstationen. T Tageszeitraum des ÜFB entsprechend den höheren Tagesfrequenzen, N Nachtzeitraum entsprechend den niedrigen Nachtfrequenzen. Unten: Der Einfluß des Sonnenstandswinkels auf die Dämpfungsfrequenz f_D (Zeit etwa Äquinoktien mittlerer Sonnenaktivität).

Im oberen Teil der Abbildung ist schematisch der Ausbreitungsweg einer Welle zwischen Nordamerika und Deutschland dargestellt. Die Entfernung beträgt 6000 km. Unter der Annahme, daß die Welle durch Zickzackreflexionen zwischen Ionosphäre und Erde fortgepflanzt wird, sind aus geometrischen Gründen bei einer Ionosphärenschichthöhe von rund 300 km mindestens zwei Sprünge notwendig. Die Welle pflanzt sich während des größten Teiles ihrer Laufzeit im neutralen Luftraum fort, sie erfährt dabei im wesentlichen nur eine Dämpfung, die proportional der Entfernung ist. Die Ionosphäre tritt, wenn man von niedrigeren Schichten zunächst absieht, nur an zwei Punkten des Übertragungsweges in Funktion, die mit I und II gekennzeichnet sind; die Erde wirkt an einer Stelle, nämlich in der Mitte des Übertragungsweges, reflektierend. Für die Berechnung der Übertragungsfrequenzen sind allein die Eigenschaften der Ionosphäre an den Punkten I und II maßgebend. Man muß dabei berücksichtigen, daß die Endpunkte der Funklinie und die Reflexionspunkte entsprechend ihrer geographischen Länge verschiedene Ortszeiten haben und in verschiede-

nen geographischen Breiten liegen. In Bild 6 sind die verschiedenen Ortszeiten bei einer deutschen Zeit von 15 Uhr eingezeichnet. Daraus geht hervor, daß zu diesem Zeitpunkt die Eigenschaften der Ionosphäre am Orte I um 13.30 Uhr, die am Orte II um 10.30 Uhr (Ortszeit) maßgeblich sind. Es leuchtet ein, daß wegen der zeitlichen Differenz die jeweiligen Grenzfrequenzen unterschiedlich sind. Wegen der Breitendifferenz sind auch die Tagesverläufe der Grenzfrequenzen nicht gleich, sondern zeigen, bedingt durch den verschiedenen Sonnenstand und durch unterschiedliche erdmagnetische Koordinaten, oft erhebliche Verschiedenheiten. Die Bodenreflexion in der Mitte des Funkfeldes hat keinen Einfluß auf den Wert der Übertragungsfrequenzen.

Im mittleren Teil von Bild 6 ist der Verlauf des Grenzfrequenzwertes für die Reflexionspunkte I und II für alle Stunden des Tages dargestellt, wobei die Zeiten für beide in MEZ gewählt sind. Der Mittagswert der Station I findet sich demnach bei 13.30 Uhr MEZ, der der Station II bei 16.30 Uhr. Die höchstmögliche Übertragungsfrequenz für jeden Zeitpunkt ist die jeweils niedrigste von beiden. Ihr Verlauf ist durch Schraffur gekennzeichnet. Man erkennt, daß bei 00.00 Uhr beginnend zunächst die niedrigere Grenzfrequenz des Punktes I maßgebend ist, bis kurz nach Sonnenaufgang für Punkt I dessen Grenzfrequenz stark ansteigt und dabei die für Punkt II geltende und der niedrigeren Breite entsprechend höhere Grenzfrequenz schneidet. Zu dieser Zeit ist es bei Punkt II noch Nacht, und es vergeht einige Zeit, bis auch dessen Grenzfrequenz bei Sonnenaufgang schnell ansteigt. Etwa bei 15.00 Uhr MEZ schneiden sich beide Kurven wieder. Für Punkt I scheint die Sonne bereits flacher, damit nimmt seine Grenzfrequenz laufend ab. Zu dieser Zeit ist aber der Höhepunkt der Ionisation für Punkt II noch nicht erreicht. Entsprechend der niedrigen Breite erreicht dort die Grenzfrequenz höhere Werte. Die höchstmögliche Übertragungsfrequenz richtet sich nach 15.00 Uhr nach den Werten bei I, die bis 24.00 Uhr bestimmend bleiben.

Falls die Entfernung zwischen Sender und Empfänger so groß wird, daß die Welle drei- oder viermal an der Ionosphäre reflektiert wird, muß man dieses Verfahren der Überlagerung der jeweiligen Grenzfrequenzen entsprechend oft wiederholen. Das gleiche gilt dann, wenn man die Welle unter einem steileren Winkel in den Raum sendet. Für das oben erwähnte Beispiel beträgt der Abstrahlwinkel etwa 3 bis 5^0, eine zweimalige Reflexion ist also nur dann möglich, wenn Sende- und Empfangsantennen so flach strahlen. Ein derartiges Strahlungsdiagramm läßt sich bei sehr hohen Frequenzen einigermaßen darstellen, bei den niedrigeren Nachtwellen dagegen würde es unverhältnismäßig hohen Aufwand erfordern (sehr große und hoch liegende Antennen). Die Forschungen über die tatsächlich auftretenden Winkel und die Art des Übertragungsweges sind noch nicht abgeschlossen.

Im oberen Teil von Bild 6 ist durch gestrichelten Kreisbogen die Lage der ionosphärischen D-Schicht angedeutet. Diese Schicht ist nur während des Tages vorhanden. Wegen des in ihrer Höhe (70 km) bereits merklichen Luftdrucks stoßen die freien Elektronen so häufig mit anderen Teilchen zusammen, daß durch die Schicht hindurchgehende Wellen entsprechend der Ionisation mehr oder weniger große Dämp-

fung erfahren. Diese Absorption hängt gesetzmäßig mit dem Sonnenstandswinkel χ zusammen. Wie aus dem Bild hervorgeht, wird bei zweimaliger Reflexion der Welle an der Ionosphäre die unterste Schicht insgesamt viermal durchstoßen (Punkte a-d). Eine Dämpfung tritt ein, wenn an diesen Durchstoßpunkten Tageslichtbedingungen herrschen. Nach demselben Verfahren, nach dem wir die höchsten Übertragungsfrequenzen durch Überlagerung der Verhältnisse an den Reflexionspunkten finden, können wir auch die Dämpfung erhalten. Im untersten Teil des Bildes 6 ist der Verlauf der Dämpfungsfunktion für jeden einzelnen Durchstoßpunkt zeitlich dargestellt, wobei wieder alle Zeiten in MEZ gehalten sind. Man erkennt, daß der Durchstoßpunkt a bereits gegen 7 Uhr einen Dämpfungsanteil erzeugt, dazu setzt gegen 9 Uhr die Dämpfung am Punkt b ein, etwa zur gleichen Zeit beginnt auch der Einfluß des südlicher gelegenen Punktes c, während um 11 Uhr auch Punkt d wirksam wird. Von 19 Uhr an fällt dann die Dämpfung der verschiedenen Punkte nacheinander weg, ab 23 Uhr ist keine ionosphärische D-Schicht-Dämpfung mehr vorhanden. Je niedriger die benutzte Frequenz ist, um so stärker wird sie von der D-Schicht gedämpft. Für bestimmte Senderleistung und eine bestimmte Empfangsfeldstärke gibt es daher eine unterste Grenze der Übertragungsfrequenz. Diese läßt sich aus den Dämpfungsfaktoren der verschiedenen Durchstoßpunkte bestimmen und führt zu einem zeitlichen Ablauf, wie sie als f_D im mittleren Teil des Bildes gezeichnet ist.

Die Frage nach der durch Dämpfung bedingten niedrigsten Übertragungsfrequenz auf einer bestimmten Funklinie ist eng mit dem Problem der Berechnung von Raumwellenfeldstärken verbunden. Da man nicht in jedem Falle den Ausbreitungsweg der Welle im einzelnen kennt und vor allem meist schwer übersehen kann, in welcher Weise die Ionosphärenschichten durch eine gewisse Fokussierung auf die Feldstärke verstärkend wirken, bestehen hinsichtlich der Feldstärkeberechnung bei den verschiedenen Stellen erhebliche Unterschiede. Im Prinzip kann man dabei etwa folgendermaßen vorgehen:

a) Unter der Annahme, daß die Ionosphäre an der Reflexionsstelle verlustfrei spiegelt und keine dämpfenden Schichten zwischen der reflektierenden Schicht und der Erde sich befinden, würde etwa die Feldstärke umgekehrt proportional dem Ausbreitungsweg der Welle sein. Im folgenden wollen wir die Berechnungsergebnisse für die Linie Deutschland—USA (6000 km) um 15.00 Uhr MEZ im Monat Januar 1955 als Beispiel bringen. Für die Freiraumfeldstärke finden wir aus Nomogrammen den Wert von 34 db über 1 μV/m bei einer Sendeleistung von 1 kW.

b) Bei Entfernungen über 3000 km läuft die Welle im Zickzack, wird also je nach Entfernungen ein- oder mehrfach am Boden reflektiert. Hierbei treten Verluste auf, die aus der Leitfähigkeit des Erdbodens und der Bodenform folgen. Für den genannten Fall betragen die Verluste bei guter Erde ca. 2,5 db, bei schlechter Erde 3 db und bei Seewasser etwas weniger als 1 db.

c) Von diesen Feldstärken ist ein Erfahrungswert von etwa 9 db in Abzug zu bringen, der aus dem normalen Schwund empirisch folgt.

Für das obige Beispiel würde daher als Nachtfeldstärke folgen: Freiraumfeldstärke 34 db — Verlust bei Reflexion am Meerwasser 1 db — empirischer Erfahrungswert 9 db = 24 db. Unter der Annahme, daß der benutzte Sender eine Leistung von 10 kW aufweist, ergibt sich eine Nachtfeldstärke von 34 db = 50 μV/m.

d) Der Dämpfungsfaktor der tageslichtbedingten D-Schicht ist eine Funktion des Sonnenstandswinkels. Da die Welle um so länger in der relativ dünnen D-Schicht verweilt, je flacher sie einfällt, geht auch der Abstrahlwinkel der Sendeantenne ein. Eine weitere Größe, die berücksichtigt werden muß, ist die Sonnenaktivität in Form der Sonnenfleckenrelativzahl, mit der sich die Dämpfung funktionell vergrößert. Eine Reihe von Autoren glaubt, auch jahreszeitliche Korrekturen hinzufügen zu müssen. Aus Nomogrammen findet man für unser Beispiel eine Raumwellenabsorption bei verschiedenen Frequenzen:

Frequenz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Absorption	47	16	7	5 db

Daraus folgt für das obige Beispiel einer Nachtfeldstärke von 34 db um 15 Uhr diese Feldstärkeverteilung:

Frequenz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Feldstärke (db)	— 13	18	27	29
Feldstärke (μ/Vm)	0,2	8	22	27

Nach den Erfahrungswerten erscheinen diese Feldstärken als etwas zu hoch, zeigen aber sehr deutlich den Einfluß der Frequenz auf.

e) Die zu dieser Zeit auf der betreffenden Funklinie niedrigste brauchbare Übertragungsfrequenz ist abhängig vom Feldstärkepegel, der für den betreffenden Dienst benötigt wird. Unter der Voraussetzung, daß dies etwa 1 μV/m ist, würde man eine Frequenz von etwa 7 MHz ermitteln.

Die Aufgabe des Funkwetterdienstes besteht in einem Teil darin, für bestimmte Funklinien den Übertragungsfrequenzbereich zu allen Tageszeiten etwa monatlich vorherzusagen. Wie erwähnt, läuft dies bei der Ermittlung der höchsten Übertragungsfrequenzen darauf hinaus, die Grenzfrequenzen der Ionosphäre an den Reflexionspunkten zu kennen. Man kann dafür die von den verschiedenen ausländischen Vorhersagediensten ausgearbeiteten Weltkarten, von denen Bild 3 ein Beispiel zeigt, benutzen. Die Praxis des Funkwetterdienstes der Deutschen Bundespost hat jedoch gezeigt, daß diese Karten wegen der erwähnten oft sehr geringen Dichte der Ionosphärenstationen erhebliche Ungenauigkeiten aufweisen. Der deutsche Funkwetterdienst zieht daher die Meßergebnisse der in der Nähe der Reflexionspunkte liegenden Ionosphärenstationen in Betracht und bringt, entsprechend den Erfahrungswerten des Funkdienstes und einer großen Anzahl von Beobachtern, Korrekturen zeitlicher Art an den Grenzfrequenzen und Übertragungsfaktoren an. Die so erhaltenen maximalen Übertragungsfrequenzen stellen relativ gut brauchbare Frequenzprognosen dar. In Bild 7 sind derartige Monatsprognosen für Dezember für die Funkstrecken Frankfurt (Main)—New York und Frankfurt (Main)—Buenos Aires dargestellt. Die stark

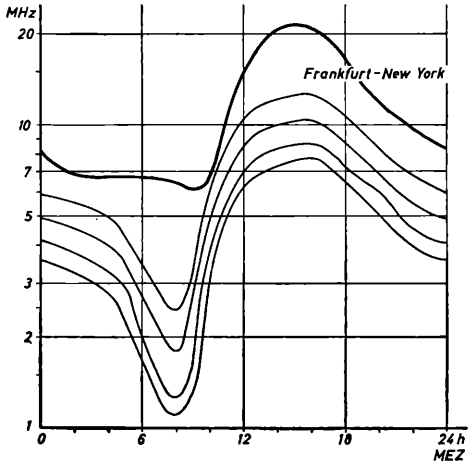


Bild 7 a. Monatsprognose für die Funklinie Frankfurt — New York. Dezember 1953.

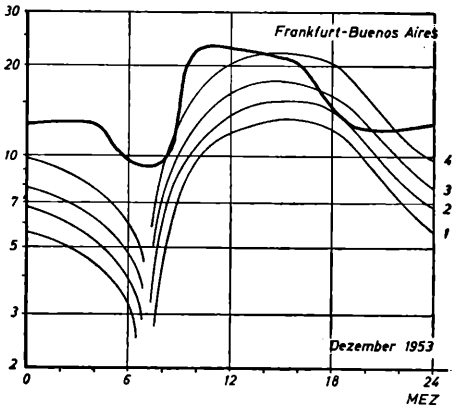


Bild 7 b. Monatsprognose für die Funklinie Frankfurt — Buenos Aires.

ausgezogene obere Kurve stellt jeweils den Verlauf der höchsten Übertragungsfrequenz dar, während die darunter liegenden dünnen Linien die unterste Frequenzgrenze markieren. Dabei sind diese von unten nach oben gerechnet für folgende Leistungen bzw. Feldstärken ermittelt:

1. 100 kW, 1 μV/m; (10 kW, 0,3 μV/m)
2. 10 kW, 1 μV/m; (1 kW, 0,3 μV/m), (100 kW, 3 μV/m)
3. 1 kW, 1 μV/m; (100 W, 0,3 μV/m), (10 kW, 3 μV/m), (100 kW, 10 μV/m)
4. 100 W, 1 μV/m; (1 kW, 3 μV/m), (10 kW, 10 μV/m), (100 kW, 30 μV/m).

Der Verlauf auch dieser Kurven ist durch zahlreiche Beobachtungen in befriedigender Weise bestätigt worden.

Es hat sich gezeigt, daß mit den beschriebenen Methoden der Übertragungsfrequenzbereich bis zu Entfernungen von etwa 12 000 km befriedigend erfaßt wird. Eine Ausnahme macht die Funklinie Deutschland—Japan, deren Frequenzwerte für mehrere Stunden nach Sonnenuntergang in Japan wesentlich höher sind, als man berechnet. Nach japanischen Messungen könnte der Grund für dieses anormale Verhalten sein, daß zu diesen Zeiten die Welle nicht auf dem Großkreisweg, also der kürzesten Entfernung, läuft, sondern durch Schichtneigungen oder Streuerscheinungen einen wesentlich südlicheren Weg nimmt. Es ist auch nahezu unmöglich, den Übertragungsfrequenzbereich für sehr lange Strecken (18 000 bis 20 000 km) zu berechnen. Der Grund dafür dürfte darin liegen, daß die Wellen in allen Richtungen an diesen entfernten Empfangsorten eintreffen können. Beobachtungen haben gezeigt, daß tatsächlich sowohl die höchsten Übertragungsfrequenzen als auch die untersten Frequenzgrenzen über weite Teile des Tages nahezu konstant sind und im allgemeinen im Frequenzbereich um 14 bzw. 7 MHz liegen.

Für die Geometrie der Übertragung sind der jeweilige Antennenabstrahlwinkel und der Einfallswinkel am Empfangsort sowie die Reflexionshöhe maßgebend. Gegenwärtig besteht bei den einzelnen Funkdiensten noch keine Einigkeit über die Größe der optimalen Winkel, da die Messungen relativ schwierig sind und die Ausbildung flacher Abstrahlwinkel erheblichen Antennenaufwand bedingt. Neuere Messungen mit Impulsen haben außerdem gezeigt, daß, abgesehen von der obersten Frequenzgrenze, relativ große Energien über die sogenannte Fernstrahlung fortgeleitet werden. Das ist ein Ausbreitungsweg, der steiler als die normale Reflexion in die Schicht einfällt, längere Zeit in dieser läuft und unter steilerem Winkel wieder austritt. Eine bessere langfristige Vorhersage des Übertragungsfrequenzbereiches ist erst dann möglich, wenn der Strahlenverlauf auf dem Ausbreitungsweg genauer geklärt ist.

Wie aus der Erläuterung der Dämpfungsfrequenzen hervorgeht, sind diese sowohl von der Sendeleistung und der Empfangsfeldstärke als auch von der Entfernung abhängig. Für bewegliche Funkdienste im Nahverkehr bis etwa 1000 km Entfernung, wo relativ niedrige Frequenzen eingesetzt werden (z. B. Küstenfunk, Polizeifunk usw.) und sich die Einflüsse von Boden- und Raumwellen überlagern, ist es für Prognosezwecke praktisch, die aus den Dämpfungsfrequenzen der einzelnen Entfernungen ermittelten Feldstärken direkt als Funktion der Entfernung aufzuzeichnen, wie es in Bild 8 für bestimmte Zeitabschnitte eines Tages in monatlichen Mittelwerten geschehen ist. Der Einfluß der Sendeantennen wurde durch einen Cosinus-Faktor berücksichtigt. Die Kurven beginnen jeweils am Rande der toten Zonen, die ebenfalls als Mittelwerte eingetragen sind. Außerdem enthält die Darstellung noch die Bodenwellenfeldstärken als Funktion der Frequenz. Aus dieser Darstellung kann man folgende Angaben ablesen:

1. Die Reichweiten des Senders bei beliebigen Empfangsfeldstärken,
2. die höchste und niedrigste Frequenz, die in einer Entfernung noch Übertragungsmöglichkeiten bietet,
3. die Größe der toten Zonen,
4. die Lage der Hauptschwundgebiete, gegeben durch annähernd gleiche Werte der Raum- und Bodenwellenkurven.

Grenzfrequenz und Dämpfung sind nach Abschnitt II (Bild 4) Funktionen der Sonnenaktivität. Somit ist die Vorhersage dieser grundlegenden Daten, aus denen nach vorstehenden Schilderungen Funkprognosen abgeleitet werden, ein Problem der Vorhersage der Sonnenaktivität selbst. Ihre Vorausberechnung ist angenähert bisher nur für den fallenden Teil der 11-jährigen Quasiperiode des Sonnenfleckenzyklus möglich, da in den Formeln die Steilheit des Anstiegs eingeht. Solange diese noch nicht bekannt ist, ist man gemäß des in Bild 4 gezeigten Zusammenhanges auf Grund solarer Beobachtungen auf Schätzungen für monatliche oder jährliche Änderungen angewiesen.

V. Kurzfristige Prognosen des Funkwetters

Die kurzfristigen Prognosen umfassen Zeiträume von etwa 12 bis 24 Stunden und beschreiben insbesondere den Einfluß der Ionosphärenstörungen. Es hat sich eingebürgert, für diese kurzen Zeiten das Funk-

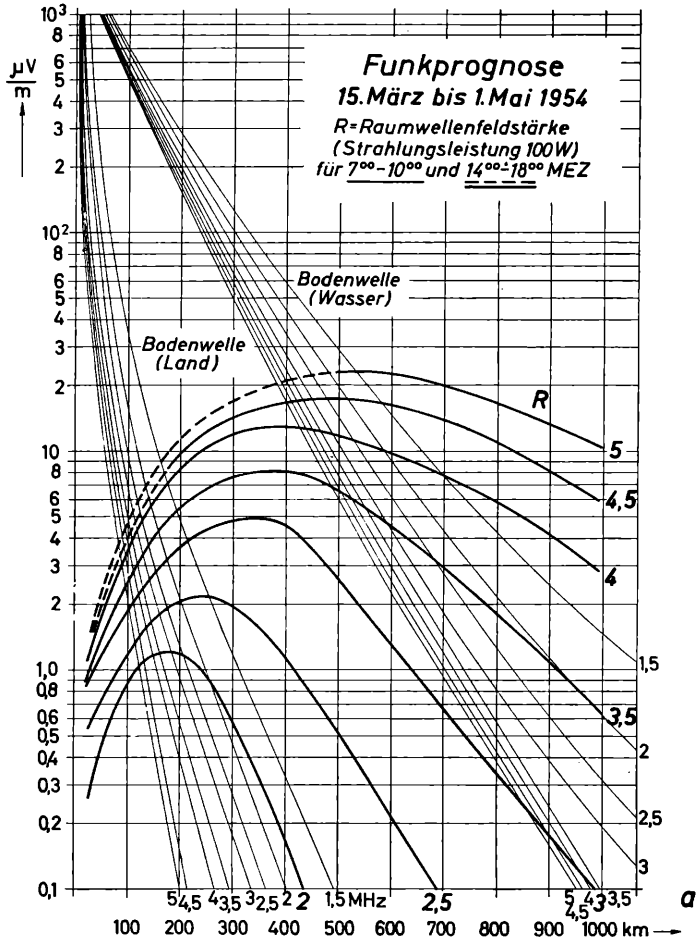


Bild 8. Monatsprognose in Feldstärkendarstellung für den Nahverkehr auf niedrigen Frequenzen (Grenzwellen). R Raumwellen-Feldstärke als Funktion der Frequenz und Entfernung für zwei Tagesabschnitte.

wetter durch Güteziffern auszudrücken. Das FTZ verwendet eine Güteskala von 1—5, und zwar bedeuten 5 sehr gute (übernormale), 4 gute (normale), 3 mäßige, 2 schlechte, 1 sehr schlechte Bedingungen.

Die Erfahrung zeigt nun, daß sich das Funkwetter nicht ohne weiteres in diesen Güteziffern erfassen läßt, da es eine Funktion mehrerer Veränderlicher, nämlich Frequenz, Entfernung, Richtung usw. darstellt. Will man zu einer möglichst objektiven von Tag zu Tag vergleichbaren Aussage kommen, so muß man eine einmal festzulegende Form wählen, in der das Funkwetter als Funktion dieser Veränderlichen zum Ausdruck kommt. Für eine gegebene Richtung und Entfernung geht man bei der Definition der Funkwettergüte von folgenden Überlegungen aus:

1. Tägliche Störungen äußern sich in einer Deformation der Grenz- und Dämpfungsfrequenzkurven, d. h. des Übertragungsfrequenzbereiches (ÜFB) und in einer Veränderung der in diesem auftretenden Feldstärkewerte. Der Feldstärkeverlauf einzelner Frequen-

zen ist unterschiedlich und deshalb nicht immer für die allgemeine Charakterisierung der Bedingungen geeignet.

2. Die Güteziffer muß im Mittel die Funkwetteränderungen für den gesamten ÜFB zum Ausdruck bringen für einen gegebenen Zeitraum.
3. Die Aussage der Güteziffer soll sich nur auf die relativen Änderungen im Vergleich zu den monatlichen Medianwertdarstellungen beziehen, die den „Normalzustand" des Funkwetters im Hinblick auf Jahreszeit und zeitliche Lage im Sonnenfleckenzyklus kennzeichnen.

Unter diesen Voraussetzungen verwendet der Funkwetterdienst des FTZ für die Ableitung der Funkwettergüte aus Beobachtungsunterlagen sog. „Bandkennziffern". Der Momentanwert der Bandkennziffer wird gebildet als Produkt der um 1 vermehrten Bandbreite des Übertragungsfrequenzbereiches in MHz mit der mittleren logarithmischen Feldstärke (etwa der Empfangslautstärke entsprechend). Grundlage für die Ableitung dieser Kennziffern bieten Übertragungsfrequenzbereichs-Beobachtungen, die mit Sendern verschiedener, möglichst den ganzen Übertragungsfrequenzbereich überdeckender Frequenzen durchgeführt werden, wobei der Standort entweder derselbe ist oder deren Standorte in einem größeren Gebiet verteilt liegen. Die sich im letzteren Falle ergebenden scheinbaren Frequenzgrenzen, die in ihren Änderungen ähnlich verlaufen wie die für einen bestimmten Punkt definierten Grenzen, sind ebenfalls für die Ableitung der Kennziffer geeignet, die nur die zeitlichen Schwankungen ausdrücken soll. Die so beobachtete ÜFB-Breite stellt eine unstetige Funktion dar je nach Größe der Frequenzintervalle der beteiligten Sender. Durch die Produktbildung mit der mittleren Feldstärke erhält man eine stetig veränderliche Kennziffer. Durch Mittelwertsbildung für den Vorhersagezeitraum drückt sie die mittlere Güte des Funkwetters für diesen Zeitraum aus. Um auch den Punkt 4 in der obigen Definition zu berücksichtigen, wird diese Güteziffer auf den Mittelwert eines größeren vorhergehenden Zeitraumes, z. B. eine 27-tägige Sonnenrotation, bezogen. Hat diese relative Bandkennziffer den Wert 1, so entspricht die Güte etwa dem Mittelwert, d. h. sie ist als normal zu bezeichnen. Ziffern größer als 1 drücken übernormale Bedingungen aus, kleiner als 1 gestörte Bedingungen.

Bild 9 zeigt eine Richtungsdarstellung des Überseefunkwetters für neun aufeinanderfolgende Tage. In kleinen Polardiagrammen sind die wichtigsten Überseefunkrichtungen in azimutaler Darstellung wiedergegeben (Norden oben, Mittelpunkt etwa Frankfurt). Radial sind die relativen Bandkennziffern aufgetragen. Der Kreis entspricht dem Wert 1. Die durch Gerade verbundenen Werte ergeben ein Polygon, das nach Größe und Lage ein Maß für die jeweilige Funkwettergüte der Tageszeitabschnitte (obere Reihe vgl. Bild 6) und der Nachtzeiten (untere Reihe) für die einzelnen Funklinien darstellt. Man sieht z. B., daß am 30. 1. nachts die Bedingungen in westlicher Richtung übernormal gut waren, während am 1. 2. aus dieser Richtung eine Störung einsetzt, die sich in den folgenden Nächten auch auf die Ostseite ausdehnt. Die Abnahme der Bandkennzifferwerte läßt den Störungseinfluß erkennen, der im Tagesgebiet wesentlich geringer ist.

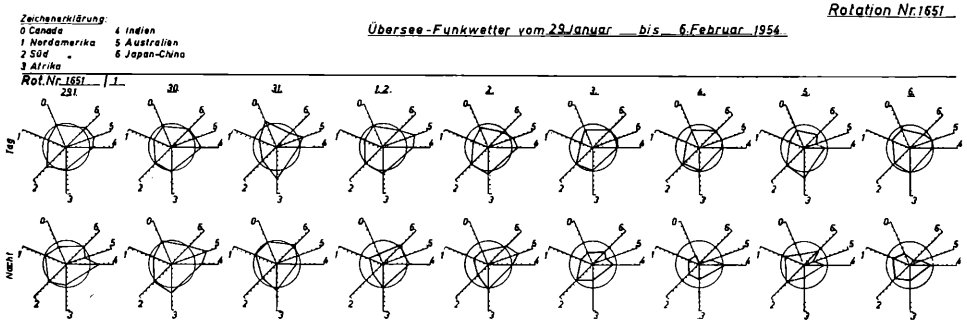


Bild 9. Darstellung täglicher Funkwetteränderungen durch die relative Bandkennziffer BK_r in Polardiagrammen (Nordrichtung oben) für folgende Überseerichtungen (29. 1.—6. 2. 1954):

0. Kanada
1. USA
2. Südamerika
3. Südafrika
4. Indien
5. Australien
6. Ostasien

Für die Vorhersage werden die im Abschnitt II beschriebenen solaren Zusammenhänge ausgewertet. Die erforderlichen Beobachtungsdaten wurden bereits im Abschnitt III erörtert. Durch diese ist die jeweilige „Sonnenlage" im Hinblick auf die bevorstehende Störung zu überprüfen. Betrachten wir ein Beispiel aus einer Zeit hoher Sonnenaktivität aus dem Jahre 1951, das für die Zeit vom 13. Juni bis 23. Juni die Wanderung großer Fleckengruppen durch den Zentralmeridian zeigt. In Bild 10 sind die beobachteten Gruppen täglich in kleinen Merkatorkarten der zugewandten Sonnenseite eingezeichnet. Die heliographische Länge ist im Kopf der Darstellung vermerkt, und zwar vom Zentralmeridian 0 links östlich und rechts westlich gerechnet. Die heliographische Breite ist nur durch den Äquator als horizontale dünne Linie angedeutet. Die Ausdehnung der Fleckengruppen ist durch die Dicke der Punkte kenntlich gemacht. Die größte Gruppe liegt in der Nähe des Äquators, der für den 0-Meridian im Juni praktisch mit dem ekliptischen Äquator zusammenfällt. Ein von dieser Gruppe ausgehender Korpuskelstrom hätte deshalb große Wahrscheinlichkeit, die Erde zu treffen. Daß die Fackelfelder dieses Gebietes sehr aktiv sind, wurde auf Grund der optisch beobachteten Eruptionen festgestellt (angedeutet durch gestrichelte Kreise). Am 18. 6. berührt die Fleckengruppe den Zentralmeridian.

Ein Vergleich der täglichen Funkwettergüte für die Richtungen Nordamerika (NAM) und Südamerika (SAM), die im rechten Diagramm durch Bandkennziffern dargestellt ist (ausgezogene Kurve = Tageswerte, gestrichelte = Nachtwerte), zeigt, daß diese zur Zeit des Durchganges ein Minimum hatte. In der Umgebung der Fleckengruppen auftretende Fackelfelder passieren anscheinend schon früher den Zentralmeridian. Der langsame Abfall am 15. 6. ist vermutlich zuerst auf zunehmenden Dämpfungseinfluß zurückzuführen. Die wachsende Strahlungsintensität der Gruppe erhöht die Ionisation in der unteren Ionosphäre (D-E-Gebiet).

Nicht jede Fleckengruppe führt zu dem im Beispiel gezeigten Ergebnis. Voraussetzung für den Störungseintritt ist die Lage der Gruppe

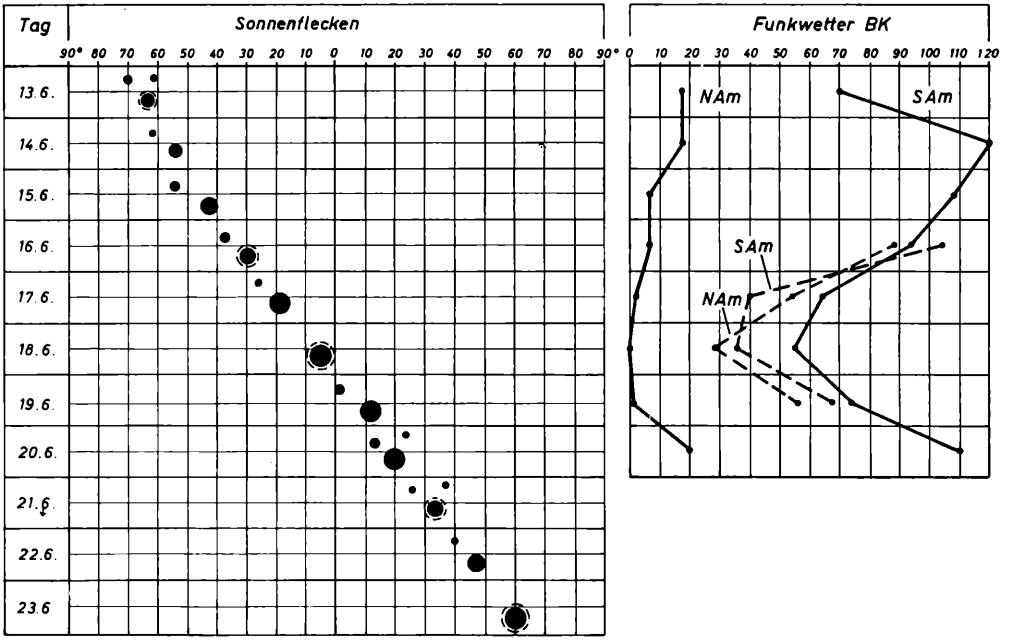


Bild 10. Sonnenvorgänge als Grundlage der Prognose für kurzfristige Funkwetteränderungen. Links: Wanderung großer Fleckengruppen durch den Zentralmeridian Sonne—Erde infolge der Sonnenrotation für die Zeit vom 13. 6. bis 23. 6. 1951. Rechts: Die tägliche Änderung der Funkwettergüte für die Richtungen Nordamerika (NAM) und Südamerika (SAM), dargestellt durch die Bandkennziffer BK (Tageswerte ausgezogene Kurven, Nachtwerte gestrichelt).

und eine entsprechende Aktivität. Erfahrene Sonnenbeobachter können diese abschätzen auf Grund des jeweiligen Entwicklungsstadiums der Gruppe. Auf der Sonnenoberfläche unterscheidet man drei übereinanderliegende Schichten. Die tiefste sichtbare Schicht ist die Photosphäre, in der die Flecken eingebettet sind. Die dunklen Flecken stellen gegenüber ihrer Umgebung kühlere Gebiete dar, in denen, wie man weiß, starke Turbulenz herrscht und Magnetfelder von ca. 1000 Gauß auftreten. In der Photosphäre sieht man am Sonnenrande helle Fackelfelder (photosphärische Fackeln), die in der Mitte der Sonne jedoch vom übrigen Sonnenlicht überstrahlt werden. Über der Photosphäre liegt die Chromosphäre, in der aus den Fackeln emporgeschleuderter Wasserstoff und andere Elemente im Lichte ihrer Spektrallinien beobachtbar sind (chromosphärische Fackeln), und zwar auch in der Mitte der Sonne. Dabei werden auch sog. Filamente, am Sonnenrande Protuberanzen genannt, sichtbar, schlangenartige schwarze Gebilde, die durch ihr Verhalten ebenfalls für eruptive Gebiete charakteristisch sind. Über der Chromosphäre liegt die Korona, der äußerste Teil der Sonnenatmosphäre, deren Licht außer bei totalen Sonnenfinsternissen mit einem besonders konstruierten, bereits im Abschnitt III erwähnten Fernrohr, dem Koronographen, bei einwandfreien Sichtverhältnissen am Sonnenrande beobachtet werden kann. Da bei besonders aktiven Fackelgebieten eine Auf-

hellung des Koronalichtes eintritt, kann man die Koronabeobachtung für die Vorhersage einer etwa 7 Tage später (Durchgang durch den Zentralmeridian) eintretenden Störung ausnutzen.

Langlebige Fleckengruppen können nach einer Sonnenrotation, d. h. nach etwa 27 Tagen, nochmals den Zentralmeridian passieren. Unter Berücksichtigung ihres Entwicklungszustandes und eventueller zeitlicher Verschiebungen — da die Sonne kein fester Körper ist, ist die Rotationsgeschwindigkeit breitenabhängig und die Aktivitätszentren „schwimmen" sozusagen auf der Oberfläche — kann hierauf eine Vorhersage auf längere Sicht bis zu 27 Tagen begründet werden. Da es auch Aktivitätszentren gibt, die aus bisher noch nicht geklärten Gründen optisch nicht feststellbar sind (sog. M-Gebiete), und weil manchmal infolge schlechter Sichtverhältnisse eine Beobachtung nicht möglich ist, bemüht man sich, die periodische Wiederkehr korpuskularer Störungen auch durch andere Beobachtungen zu verfolgen, nämlich durch erdmagnetische Messungen, Ionosphärenmessungen, Feldstärkemessungen und sonstige Funkwetterbeobachtungen. 27-tägige Statistiken dieser Daten sind für die Abschätzung der Fortentwicklung des Funkwetters ein wichtiger Anhaltspunkt.

Weitere Indizien für das Auftreten aktiver Zentren auf der Sonne bieten u. a. Meßergebnisse der radiofrequenten Sonnenstrahlung und die Beeinflussung der Ultrastrahlung. Erstere zeigt bei Eruptionen einen erheblichen Anstieg der Intensität (sog. bursts) im Meter- und Zentimeterwellengebiet, jedoch erfordert ihre Beobachtung sehr kostspielige Apparaturen. Die harte Komponente der Ultrastrahlung zeigt bei den mit erdmagnetischen Stürmen parallel gehenden Ionosphärenstörungen ein Absinken der Intensität. Unabgeschirmte Ionisationskammern, die auch auf die Umgebungsradioaktivität ansprechen, zeigen teilweise bei Störungen erhebliche Ionisationsanstiege. Die ursächlichen Zusammenhänge sind noch nicht geklärt.

Für die Prognose ist die Erkennung und Berücksichtigung der verschiedenen Störungstypen wichtig. Es gibt Störungen, die sich mehr polar, andere, die sich äquatorial auswirken. Auch die Bevorzugung der nördlichen und südlichen Erdhälfte ist verschieden. Dementsprechend ist auch die Auswirkung von Störungen auf verschiedene Funkrichtungen unterschiedlich. Da täglich nur die Meßwerte der nächsten Ionosphärenbeobachtungsstation zur Verfügung stehen, müssen die sich ergebenden weltweiten Richtungsunterschiede Funkwetterbeobachtungen entsprechend Bild 9 entnommen werden. Auf Grund dessen ergeben sich dann individuelle Prognosen für die Hauptüberseerichtungen. Die Fortentwicklung der Störungstypen ist, soweit möglich, auf Grund einiger zurückliegender Sonnenrotationen in Verbindung mit der Intensitätsänderung der Störungen zu prüfen.

Bei der Durchführung von Prognosen täglicher Änderungen des Funkwetters geht man in der Weise vor, daß zuerst auf Grund der periodischen Wiederkehr mit der Sonnenrotation ein etwa zu erwartender Störungsablauf aufgestellt wird. Als nächstes ist, da die Sonnenflecken von ihrem Erscheinen am Ostrand der Sonne bis zum Zentralmeridian, d. h. dem Zeitpunkt der korpuskularen Störungen, etwa

sieben Tage benötigen, innerhalb dieses Zeitraumes eine Korrekturmöglichkeit durch die Ergebnisse der Sonnenbeobachtungen gegeben. So entsteht die Wochenprognose des FTZ, die jeweils zum Wochenende (Freitag) für einen Zeitraum von 10 Tagen ausgegeben wird, wobei für die letzten drei Tage dieses Zeitraumes eine Überlappung und damit eine nochmalige Korrektur geboten ist. Sie enthält Güteziffern des Funkwetters in der zu Beginn dieses Abschnittes erwähnten Skala für die Tages- und Nachtzeiten der Überseerichtungen Nord- und Südamerika und Ostasien sowie für Europa, und zwar hier getrennt für hohe Frequenzen in Grenzfrequenznähe und für weit unterhalb der Grenzfrequenz gelegene Frequenzen (überwiegender Dämpfungseinfluß).

Die letzte Möglichkeit für eine weitere Korrektur ist die Vorhersage täglicher Funkwetteränderungen für etwa 12-stündige Zeiträume. Diese als Tagesprognose im engeren Sinne bezeichneten Angaben werden vom FTZ zweimal täglich telegraphisch ausgegeben, und zwar umfaßt die Vormittagsprognose den Tageszeitraum und den folgenden Nachtzeitraum der Funklinien, die Nachmittagsprognose den Nachtzeitraum und den folgenden Tageszeitraum, so daß auch hier wieder eine Überlappung und damit eine letzte Korrekturmöglichkeit bei unerwarteten Ereignissen gegeben ist. In diesen Tagesprognosen sind jeweils zwei Güteziffern angegeben, wobei die zweite die Tendenz zum Ausdruck bringen soll. Die erste Ziffer entspricht etwa der Güte zu Beginn des Zeitabschnittes, die zweite der auftretenden Änderung, d. h. im allgemeinen der Güte am Ende des Zeitabschnittes. Der Mittelwert beider drückt dann die mittlere Güte aus.

Für die Tagesprognosen werden die jeweils neuesten Meldungen der geo- und astrophysikalischen Institute sowie des Instituts für Ionosphärenforschung, Lindau, benutzt, die in der Bundesrepublik in der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre zusammenarbeiten. Für die Auswertung werden dabei die Ereignisse im zurückliegenden Prognosezeitraum, ferner der Stand zum Zeitpunkt der Prognose und, aus beiden abgeschätzt, die voraussichtliche Tendenz der Fortentwicklung betrachtet, wozu eine entsprechende Erfahrung, ähnlich wie in der Meteorologie, erforderlich ist. So sind täglich zu berücksichtigen die Tendenz der Erdmagnetik, d. h. zunehmende bzw. abnehmende erdmagnetische Unruhe, die Tendenz der Sonnenaktivität und die möglichst genaue zeitliche Eingrenzung der Ereignisse auf Grund der Sonnenrotation, die Tendenz des Ionosphärenzustandes, insbesondere Grenzfrequenzen und Dämpfung, und daraus folgend die Tendenz des Funkwetters selbst, die von Tag zu Tag bzw. von einem Tagesabschnitt zum andern erkennbar ist. Beispielsweise sieht man in Bild 10, wie sich eine auf Grund solarer Beobachtungen erwartete Störung bereits mehrere Tage vorher durch eine fallende Tendenz des Funkwetters ankündigt. Je mehr charakteristische Vorgänge übereinstimmend das Nahen einer Störung ankündigen, desto größer ist die Wahrscheinlichkeit ihres Eintritts, wobei selbstverständlich die einzelnen Daten auf Grund der Erfahrung mit verschiedenem Gewicht zu bewerten sind. Eine solche geschickte Kombination bietet bisher die besten Chancen für die Prognose. Ein sicherer Vorläufer von

Störungen, der als alleiniger Indikator ausreichen würde, wurde noch nicht gefunden.

In Bild 11 ist das Funkwetter dargestellt, wie es sich im Betrieb fester kommerzieller Stationen äußert, denen für die Abwicklung des Verkehrs nur bestimmte Frequenzen zur Verfügung stehen. Die für Tag und Nacht eingetragene „Verkehrskennziffer" gibt die prozentuale Zeit der Verschlechterung des Betriebes an, bezogen auf die gesamten Betriebsstunden. Für die Charakterisierung des Funkwetters ist dieses selbstverständlich ein grobes, zum Teil unsicheres Maß, da die Betriebsabwicklung auch durch atmosphärische Störungen, Störungen durch fremde Sender sowie durch apparative Vorgänge und Maßnahmen der Gegenstation beeinflußt wird. Der hier dargestellte Verlauf ist gemittelt aus den Betriebsangaben aller Überseefunklinien der nördlichen Erd-

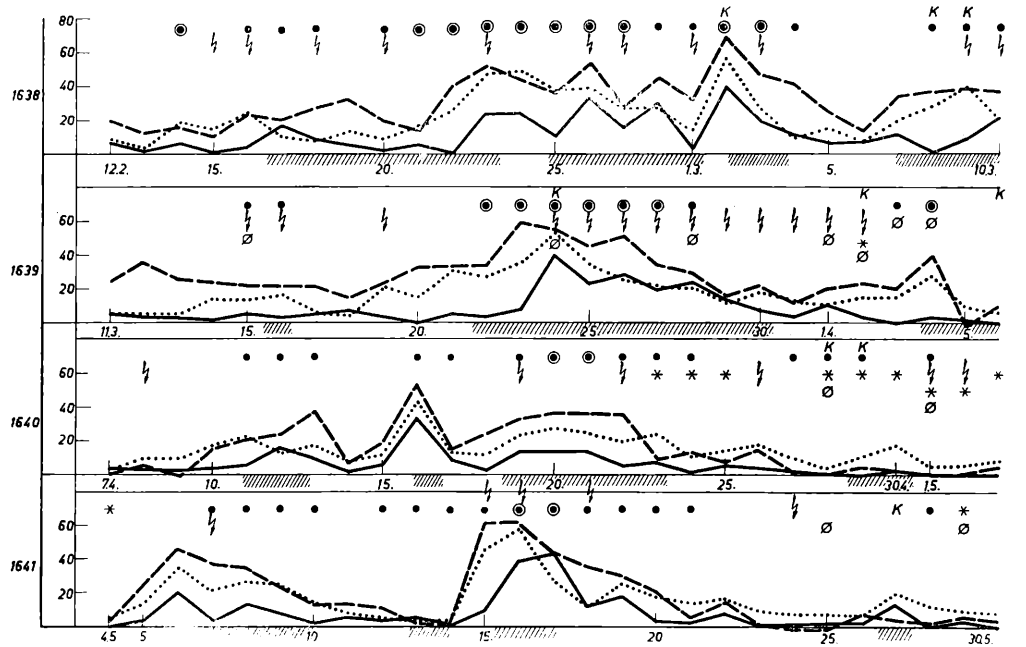


Bild 11. Vergleich betrieblicher Störungen des Funkdienstes mit Wochen- und Tagesprognosen des FTZ sowie solaren und erdmagnetischen Meßwerten.

——— Tag } Summe der Verkehrskennziffern für Überseefunklinien
- - - - Nacht } auf der nördlichen Erdhälfte;

. . . . erdmagnetische Unruhe A_K (mittlere Tagesschwankung in Gamma = 10^{-5} Gauß);

/ / / / in den Wochenprognosen vorhergesagte Tage mit Ausbreitungsstörungen;

. mäßige } Ausbreitungsstörungen einen Tag im voraus vorhergesagt;
⊙ starke }

K 7 Tage vorher helle Korona am Ostrand der Sonne;

ϕ Durchgang von Sonnenflecken durch den Zentralmeridian;

* Kurzwellen-Ausbrüche (bursts) auf der Sonne;

↯ Ansprechen von Ionisationskammern (Höhenstrahlung oder vermehrte Radioaktivität).

hälfte. Die unterschiedliche Auswirkung der einzelnen Richtungen ist dabei unberücksichtigt. Je größer die Verkehrskennziffer, um so größer ist die Störungstätigkeit, falls nicht andere Ursachen maßgebend sind (ausgezogene Kurve = Tagesbedingungen, gestrichelte = Nachtbedingungen). Im Vergleich hierzu ist die erdmagnetische Unruhe (punktierte Kurve) eingetragen, die mit dem allgemeinen Störungsverlauf einen guten Parallelgang aufweist. Wöchentliche Vorhersagen gestörter Tage für Nordamerika sind durch Schraffierung kenntlich gemacht. Man sieht, daß ungefähr sämtliche Störungen erfaßt sind. Eine genauere Festlegung ergab die Tagesprognose. Eine mäßige Störung ist in der Tagesprognose durch einen Punkt dargestellt, ein Punkt mit Kreis bedeutet eine starke Störung.

Ein genaues Studium der Darstellung zeigt zunächst die Tendenz der periodischen Wiederkehr der Störungen mit gewissen zeitlichen Verschiebungen und Intensitätsänderungen. Ferner sieht man die recht gute Korrelation zu geophysikalischen und solaren Beobachtungen. Ein Zusammentreffen der Störung mit Fleckendurchgängen (ϕ) sehen wir am 24. 3. und am 3. und 4. 4. Der Buchstabe K zeigt die etwa 7 Tage vorher durch Erhöhung der Koronaintensität erkannten Störungszeiten. So wurden z. B. die Störungen am 3. 3. und 7. 3. durch Koronaerhöhung vorhergesagt. Einen Fleckendurchgang, der trotz hoher Korona nicht zu einer Störung führte, sehen wir am 28. 4. Zeiten erhöhter Aktivität erkennt man auch durch die bursts ($\ast$). Ebenso sieht man in den Störungszeiten ein häufigeres Ansprechen der Ionisationskammern ($\lightning$).

VI. Zusammenfassung

Vorstehend wurde der derzeitige Stand der Funkwetterprognose unter besonderer Berücksichtigung der Arbeitsweise und Ergebnisse des FTZ erläutert. Ausgehend von den Erfordernissen des praktischen Funkdienstes wurde die Bedeutung der langjährigen Erkenntnisse der Ionosphärenforschung als Grundlage für die Aufstellung von kurz- und langfristigen Vorhersagen dargelegt. Hierfür hat sich, ähnlich wie in der Meteorologie, ein internationaler Dienst (Ursigrammdienst) für den schnellen Austausch von Meßwerten gebildet, wie z. B. Ergebnisse der ständigen Ionosphärenmessungen, Sonnen- und erdmagnetische Daten usw. An Beispielen wird das grundsätzliche Verfahren für lang- und kurzfristige Prognosen erläutert.

Der Internationale Fernmeldeverein (CCIR) hat durch Aufstellung von Empfehlungen, Studienprogrammen und Fragen an die Verwaltungen die Entwicklung der Vorhersagedienste wesentlich gefördert. In einer Reihe von Ländern haben sich Zentralstellen gebildet, die den Austausch von Meßwerten organisieren und Prognosen aufstellen. In den Ländern, in denen das Fernmeldewesen vom Staat wahrgenommen wird, liegen diese Aufgaben meist in der Hand der Verwaltung. Bekannte Vorhersagedienste sind das Central Radio Propagation Laboratory (Bureau of Standards, Boulder, Colorado), die Radio Research Station Slough (England) und Ionospheric Prediction Service (Australien), die sämtlich unabhängig voneinander Weltvorhersagekarten der Grenzfrequenzen, wie im Bild gezeigt, veröffentlichen und daraus ihre Prognosen für bestimmte Funklinien ableiten.

Diese Dienste arbeiten nach einem abgekürzten Verfahren, bei dem lediglich die ionosphärischen Bedingungen an zwei je 2000 km vom Sende- und Empfangsort entfernten sogenannten Kontrollpunkten für die Prognose zugrunde gelegt werden. Wie im Abschnitt IV ausgeführt wurde, wertet das FTZ für sämtliche Reflexionspunkte die Ionosphärendaten aus. Ein ähnliches Verfahren, das weitgehend automatisch und maschinell (Hollerith) arbeitet, wendet der Service de Prévision Militaire (SPIM) der französischen Wehrmacht an. Weitere Vorhersagedienste benutzen für ihre Zwecke als Grundlage die genannten Weltvorhersagekarten der Grenzfrequenzen, wie z. B. die niederländische PTT, die schwedische Telegraphenverwaltung, Japan und eine Reihe von Rundfunk- und Funkgesellschaften.

Kurzfristige Prognosen und aktuelle Kennzeichnung des Funkwetters werden im allgemeinen telegraphisch an einzelne Interessenten verbreitet. Lediglich die Normalfrequenzsender WWV des Bureau of Standards, Washington, übermitteln zweimal stündlich eine dreistufige Charakterisierung der Übertragungsbedingungen und eine Vorhersage für die nächsten sechs Stunden. Der Funkwetterdienst des FTZ veröffentlicht täglich zweimal Kennziffern für den Ausbreitungszustand in verschiedenen Funkrichtungen.

Die Funkwettervorhersage birgt, wie wir gesehen haben, noch eine Reihe von Problemen in sich, besitzt aber bereits im jetzigen Stadium durch Kombination sämtlicher Möglichkeiten einen recht hohen Wahrscheinlichkeitsgrad. Es wird auf zwischenstaatlicher Basis an einer weiteren Verbesserung der Grundlagen und damit der Genauigkeit der Prognosen gearbeitet. Eine engere Zusammenarbeit zwischen den einzelnen Prognosediensten der Welt wird angestrebt, und es ist zu erwarten, daß durch eine Vergrößerung des Stationsnetzes von Ionosphärenobservatorien und durch einen raschen Nachrichtenaustausch noch wesentliche Verbesserungen zu erzielen sind.

VII. Schrifttum

1. W. Menzel: Ionosphärische Einflüsse auf die Wellenausbreitung (Grundlagen des Funkwetterdienstes)
   Langfristige Vorhersage der Ausbreitungsbedingungen von Kurzwellen (Zur Praxis des Funkwetterdienstes)
   Örtliche und zeitliche Einflüsse auf die Ionosphäre
   Der Fernmelde-Ingenieur. **7**. 1953, Heft 11 und **8**, 1954 Heft 1 und 10.
2. B. Beckmann: Ionosphärenwetter und Funkwetter. Elektrotechn. Zeitschr. **74** 1953, 125—129.
3. B. Beckmann: Betrachtungen zur Güte des Funkwetters. FTZ **7** (1954), Heft 6, S. 285—301.
4. B. Beckmann: Über den derzeitigen Stand der Funkwettervorhersage. VDE-Fachberichte **18** Heft IV, 1954, 5—11.
5. B. Beckmann: Die Vorhersage der Kurzwellenausbreitung. Technische Hausmitteilungen des Nordwestdeutschen Rundfunks. **6**. 1954, 211—219 und 247—259.
6. K. Rawer: Ausbreitungsvorhersage für Kurzwellen mit Hilfe von Ionosphärenbeobachtungen. Arch. elektr. Übertr. **5**, 1951, 154.
7. W. Dieminger: Über Echolotung bei schrägem Einfall. Zeitschrift für angewandte Physik. **3**. 1951, Heft 3—4, 90—96.
8. Ionospheric Radio Propagation. US Department of Commerce. National Bureau of Standards. Circular 462, 1948.

Messungen an Funkempfängern I

V 373—14

März 1955

Verfasser: P. Dehmelt, E. Frommer und W. Kronjäger, Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

DK 621.396.62 : 621.317.3

1. Einführung

Es ist die Aufgabe der Empfängermeßtechnik, festzustellen, inwieweit ein Empfänger für die Durchführung eines bestimmten Funkdienstes geeignet ist sowie zu ermöglichen, die Leistung von Empfängern untereinander zu vergleichen. Die Meßverfahren sind dabei möglichst so zu wählen, daß zur Durchführung der Messungen keine Eingriffe in den Empfänger erforderlich sind. Da sie jedoch vielfach erst durch die Definition der Empfängereigenschaften festgelegt werden, hat man sich bereits seit Jahren im CCIR*) bemüht, einheitliche Definitionen für die wesentlichen Empfängereigenschaften auf internationaler Ebene festzulegen und entsprechende Meßverfahren anzugeben. Die nachstehenden Ausführungen gelten im wesentlichen sowohl für Empfänger zum Empfang amplitudenmodulierter als auch frequenzmodulierter Sendungen (AM- und FM-Empfänger); für letztere z. T. mit gewissen Einschränkungen. Nicht erfaßt sind spezielle Messungen an Fernsehempfängern (vgl. ATM-Blätter V 373—5 bis V 373-10, Febr. 1953 bis Okt. 1954).

Die wesentlichen Eigenschaften eines Empfängers, die zur Bewertung seiner Leistung bekannt sein müssen, sind seine Empfindlichkeit, Trennschärfe, Frequenzstabilität, Treffsicherheit, Wiedergabegüte und Störstrahlung.

Um den Anschluß an internationale Unterlagen zu ermöglichen, sind nachstehend — soweit bereits vorhanden — die Definitionen und Verfahren des CCIR angegeben worden.

2. Meßaufbau und Meßgeräte

Die Meßgeräte und der zu messende Empfänger sind so zusammenzuschalten, daß die allgemeinen Grundsätze der Hochfrequenz(HF)-Meßtechnik erfüllt sind. So ist vor allen Dingen sicherzustellen, daß die HF-Energie zum Empfänger nur auf dem vorgeschriebenen Weg gelangen kann und daß die Aufnahme von unerwünschter Störstrahlung vermieden wird. Dieses kann durch Verwendung von geschirmten Leitungen für alle HF-führenden Verbindungen und von geeigneten Meßsendern erreicht werden. Beim Vorhandensein starker Störfelder wird zweckmäßig zur Erzielung eines feldfreien Raumes ein Faradayscher Käfig verwendet.

2.1. Meßsender. Zur Erzeugung hochfrequenter Meß-Signale sind eine Reihe von Meßsendern für die in Frage kommenden Frequenzbereiche und Sendearten auf dem Markt (vgl. ATM-Blätter N 3—5, N 3—14). Diese Meßsender müssen ausreichend geschirmt und verdrosselt sein; die Änderung ihrer Ausgangs-EMK geschieht durch Eichteiler oder HF-Eichleitungen. Besonders für die Zwecke der Empfängerprüfung gibt es Geräte kleiner Leistung (einige Milliwatt), die eingebaute Eichteiler enthalten und auch als Empfängerprüfgeneratoren bezeichnet werden. Diese Geräte sollen etwa den nachstehenden Forderungen entsprechen.

Die Ausgangs-EMK muß mindestens im Bereich von $1\,\mu V \cdots 0{,}1$ V mit einer Genauigkeit von $\pm 10\%$ stetig regelbar sein. Die gewünschte Frequenz soll mit einer Genauigkeit von mindestens 1% einstellbar sein; eine Frequenz-Feinregelung zur Erzielung reproduzierbarer und definierter Verstimmungswerte ist zur Aufnahme von Filterkurven erwünscht. Der Ausgangswiderstand soll möglichst reell und niederohmig sein, etwa $\leqq 10\ \Omega$; eine Rückwirkung von Belastungsänderungen am Ausgang auf die Frequenz des Senders darf nicht vorhanden sein. Es muß weiterhin möglich sein, das Gerät entweder unmoduliert oder moduliert zu betreiben, wobei für die Sendeart A3 ein Modulationsgrad bis mindestens 80%, für die Sendeart F3 ein Hub bis zu ± 15 kHz bzw. ± 75 kHz einstellbar sein sollte und die Modulationsverzerrungen einen Wert von 1% nicht überschreiten sollten. Neben einer Eigenmodulation mit einem eingebauten 400 Hz Generator muß eine Fremd-Modulation des Senders je nach der Dienstart in dem Bereich von 30 Hz···15 kHz für Rundfunk bzw. von 100 Hz bis 4000 Hz für Telephonie möglich sein. Die bei der Amplitudenmodulation evtl. auftretende störende Frequenzmodulation sollte auch bei höchsten Trägerfrequenzen unterhalb 300 Hz liegen und der Modulationsgrad der Brumm-Modulation 0,1% nicht überschreiten.

Bei den Betrachtungen wird ein Modulationsgrad von 30% für amplitudenmodulierte Sendungen und von 30% des für den betreffenden Dienst höchstzulässigen Frequenzhubes (15 kHz für Funksprechen und 75 kHz für Tonrundfunk) als „normale Modulation" zugrunde gelegt. Sofern für Messungen an Einseitenbandempfängern kein spezieller Meßsender für die Erzeugung einer Einseitenband-Sendung (Sendeart A3a, b) zur Verfügung steht, kann man diese mit Hilfe zweier getrennter Meßsender nachbilden, von denen der eine als Träger- und der andere als Seitenbandsender dienen. Da ein derartiger Aufbau eine sehr hohe Frequenzkonstanz bedingt, kann man auch gewisse Untersuchungen mit Hilfe eines A3-modulierten Meßsenders durchführen. Der Modulationsgrad ist dabei so zu wählen, daß die Seitenbandamplitude, die als Restträger verwendet wird, im richtigen Verhältnis zum A3-Träger steht, der seinerseits als Seitenband-Schwingung dient; z. B. wäre bei

*) CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications = Internationaler Beratender Ausschuß für den Funkdienst).

Sonderdruck aus dem Archiv für Technisches Messen, Lieferung 230, 231, 232, März, April, Mai 1955
R. Oldenbourg, München

einer Größe des Restträgers von 10% der A3-Modulationsgrad zu 20% zu wählen. Das zweite Seitenband wirkt dann allerdings wie ein Fremdstörer.

2.2. Künstliche Antenne. Um zu verhindern, daß durch den niederohmigen Widerstand des Meßsenders die Empfängereingangskreise bedämpft werden, wird zwischen Meßsenderausgang und Empfängereingang eine „künstliche Antenne" geschaltet. Diese hat den Zweck, den Scheinwiderstand des Generators — vom Empfängereingang aus gesehen — auf den Sollwert zu bringen, für den der Empfänger entwickelt ist bzw. der dem im praktischen Betrieb vorhandenen Wert entspricht. Die in Bild 1 dargestellte Anordnung ist vom CCIR als künstliche Antenne für Empfänger mit hochohmigem, unsymmetrischen Eingang vorgeschlagen worden, sie bildet einen guten Mittelwert für die praktisch vorkommenden Fälle. Ihr Scheinwiderstand wird für Frequenzen unterhalb 2 MHz im wesentlichen durch den des 200 pF Reihenkondensators bestimmt, bei Frequenzen über 2 MHz nähert er sich einem reellen Widerstand von 400 Ω. Kommerzielle Empfänger werden in zunehmendem Maß mit einem unsymmetrischen Eingangswiderstand von 60 Ω (im Ausland meist 75 Ω) reell entwickelt. In diesem Fall besteht die künstliche Antenne, z. B. bei einem Generatorinnenwiderstand von 10 Ω, aus einem Ohm'schen Widerstand von 50 Ω (bzw. 65 Ω).

Für bestimmte Meßaufgaben, z. B. die Messung der wirksamen Trennschärfe oder für die Nachbildung einer Einseitenband(EB)-Modulation ist es erforderlich, auf den Empfängereingang zwei Meßsender einwirken zu

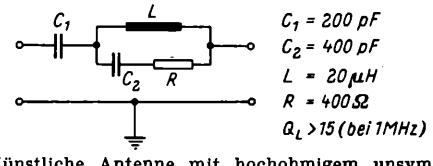


Bild 1. Künstliche Antenne mit hochohmigem unsymmetrischem Eingang (nach CCIR).

lassen, bei deren Zusammenschaltung die Ausgänge ausreichend entkoppelt sein müssen. In Bild 2a und b sind als Beispiele zwei Anordnungen gezeigt, die das entkoppelte Zusammenschalten der Meßsender ermöglichen und gleichzeitig als künstliche Antennen zu verwenden sind. Die in Bild 2 a dargestellte Anordnung ist besonders geeignet für Empfänger mit reellen Eingangswiderständen; die durch die Entkopplungsglieder bewirkte Spannungsteilung beträgt bei Anpassung an den Empfängereingangswiderstand 1:2, so daß an den Meßsendern die doppelte EMK einzustellen ist. Bei der in Bild 2b dargestellten allgemein anwendbaren Anordnung wird die Spannungsteilung am sichersten experimentell, z. B. mit Hilfe eines hochempfindlichen Röhrenvoltmeters bestimmt. An Stelle eines besonderen Röhrenvoltmeters kann hierzu auch der zu prüfende Empfänger verwendet werden, falls dieser eichbar ist, z. B. mit Hilfe einer Anzeigevorrichtung für relative Feldstärke oder durch Messung der Ausgangsspannung bei abgeschalteter selbsttätiger Schwundregelung.

Bei der Prüfung von Empfängern mit symmetrischem Eingang, z. B. von Peilempfängern, muß zunächst der Meßsenderausgang, z. B. mit Hilfe eines geeigneten Symmetrieübertragers, symmetriert werden. Die künstliche Antenne besteht dann aus zwei Halbgliedern, deren Serien-Scheinwiderstand mit dem Scheinwiderstand der für den Empfänger vorgesehenen Antenne, z. B. der zugehörenden Rahmenantenne, übereinstimmt. Eine entsprechende Anordnung ist in Bild 2c dargestellt. Messungen an Peilanlagen können auch in einem definierten Feld durch Strahlungskopplung unter Verwendung der Betriebsantenne durchgeführt werden.

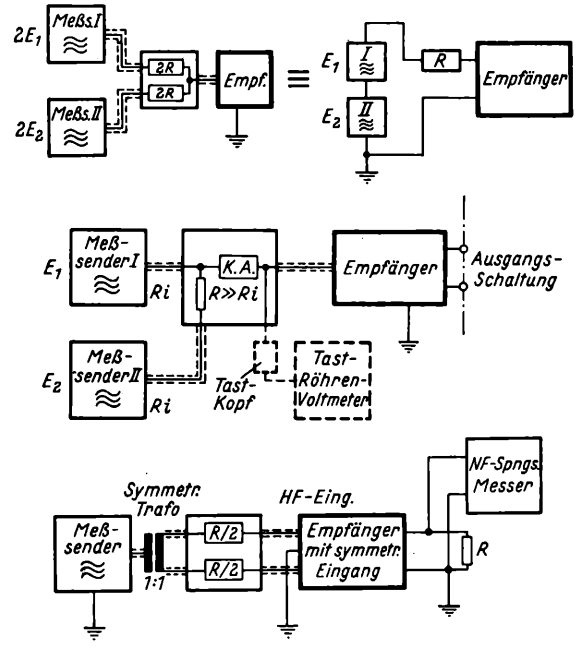


Bild 2. Entkopplungsschaltungen für Einsatz von zwei Meßsendern
2a besonders für Empfänger mit reellen Eingangswiderständen,
2b für beliebige Empfänger
2c Meßschaltung für Empfänger mit symmetrischem Eingang.

2.3. Ausgangsleistungs-Meßgerät. Die niederfrequente Ausgangsleistung wird am einfachsten durch Ermittlung der Spannung U_{eff} am Ausgangsbelastungswiderstand R gemessen und zu U_{eff}^2/R bestimmt. Der NF-Spannungsmesser muß daher in Effektivwerten geeicht sein. Die Anzeige muß in dem zu messenden Frequenzbereich frequenzunabhängig sein. In Fällen, bei denen Absolutwerte der Geräuschspannung unterhalb von etwa 0,1 V nicht bestimmt zu werden brauchen, kann ein Ausgangsleistungsmesser („Outputmeter") verwendet werden. Für die Messung sehr großer Geräuschabstände sind Meßgeräte bis herab zu etwa 1 mV erforderlich; entsprechende Meßgeräte sind als Pegelmesser, Geräuschspannungsmesser oder dgl. handelsüblich.

2.4. Rauschgenerator. Der Geräuschfaktor des Empfängers wird mit Hilfe eines Rauschgenerators gemessen. Da hierzu die Übereinstimmung von dem Innenwiderstand des Rauschgenerators mit dem Empfängereingangswiderstand Voraussetzung ist, muß der Innenwiderstand des Generators entsprechend angepaßt werden. Der Geräuschfaktor F wird als Leistungsverhältnis in $k\,T_0$-Werten angegeben und ist dann aus der unten genannten Beziehung zu ermitteln. Wird dabei durch den Rauschgenerator die Rauschleistung des Empfängers — gemessen am Ausgang seines linearen Teiles, z. B. vor dem Begrenzer — um den Faktor p erhöht, so gilt für F:

$$F = \frac{20 \cdot I_D \cdot R}{p - 1}. \qquad (1)$$

Hierin bedeuten I_D den Diodenstrom und R den Innenwiderstand des Rauschgenerators. Wird z. B.

durch den Rauschgenerator die Rauschleistung verdoppelt ($p = 2$), so erhält man: $F = 20 \cdot I_D \cdot R$; die Rauschspannung steigt hierbei um den Faktor $\sqrt{2}$ an. Bei einer Verdreifachung der Leistung ($p = 3$) gilt dann: $F = 10\, I_D \cdot R$; die Rauschspannung steigt in diesem Fall um den Faktor $\sqrt{3}$ an.

Es sind auch Geräte auf dem Markt, die bei einem festen Innenwiderstand von 60 Ω direkt in kT_0-Werten geeicht sind. Für derartige Rauschgeneratoren werden bis zu Frequenzen von 300 MHz herauf im allgemeinen Rauschdioden, für höhere Frequenzen dagegen Gasentladungsröhren usw. verwendet.

2.5. Fahrbares Empfängermeßgestell. Für die Messung von Empfängern können die Meßgeräte zu festen Meßplätzen zusammengeschaltet werden. Für größere Empfänger, die fest in Gestelle eingebaut sind, ist jedoch dieser Weg nicht mehr gangbar. In solchen Fällen kann ein

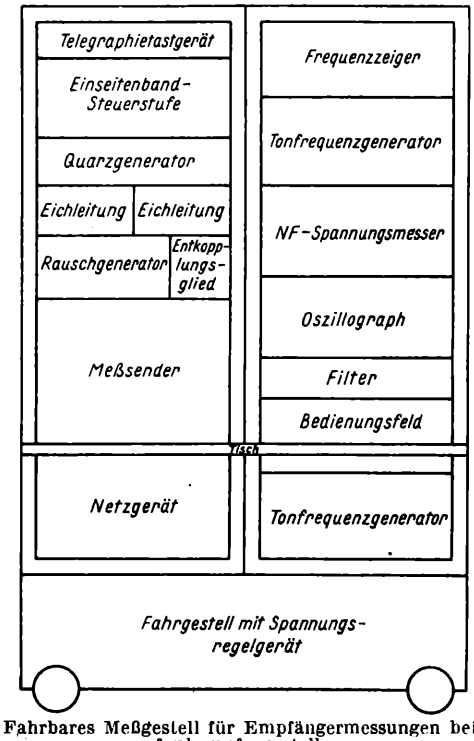


Bild 3. Fahrbares Meßgestell für Empfängermessungen bei Überseefunkempfangsstellen.

fahrbares Meßgestell verwendet werden. Eine zweckmäßige Anordnung eines derartigen Meßgestells ist in Bild 3 gezeigt. Um gängige Meßgeräte auch einzeln verwenden zu können, wird zweckmäßigerweise nur ein Teil der Geräte fest zusammengeschaltet; die übrigen können durch bewegliche Kabel verbunden werden.

3. Empfindlichkeit

3.1. Begriffsbestimmung. Die Empfindlichkeit eines Empfängers ist ein Maß für seine Fähigkeit, schwache Signale zu empfangen und sie mit ausreichender Stärke und annehmbarer Güte wiederzugeben. Bestimmende Parameter sind: Ausgangsleistung, Bandbreite und Signal/Geräusch-Verhältnis am Ausgang. Die Werte für diese Parameter hängen von dem Dienst ab, für den der Empfänger eingesetzt werden soll.

Um Empfindlichkeitsangaben besser darstellen, vergleichen und anwenden zu können, soll der Empfindlichkeitsbegriff weiter unterteilt werden in die „höchste brauchbare Empfindlichkeit (maximum usable sensitivity)", im folgenden kurz Betriebsempfindlichkeit genannt, die geräusch- oder verstärkungsbegrenzt sein kann, die „Bezugsempfindlichkeit (reference sensitivity)" und den „Geräuschfaktor (noise factor)".

3.11. Unter der Betriebsempfindlichkeit wird normalerweise das kleinste Eingangssignal — ausgedrückt in EMK des unmodulierten Trägers — verstanden, welches in Serienschaltung mit einer festgelegten künstlichen Antenne an den Eingang des Empfängers gelegt werden muß, damit sich an seinem Ausgang die Signalleistung und das Signal/Geräuschverhältnis ergeben, die bei normaler Modulation des Trägers für normalen Betrieb erforderlich sind.

Die Betriebsempfindlichkeit wird als „geräuschbegrenzt" bezeichnet, wenn das Eigengeräusch des Empfängers den Störpegel festlegt; reicht die Gesamtverstärkung dazu nicht aus, so wird die Betriebsempfindlichkeit als „verstärkungsbegrenzt" bezeichnet. Hierunter versteht man dann die kleinste EMK, die erforderlich ist, um am Empfänger-Ausgang die Soll-Leistung zu erhalten, wobei die Verstärkung ohne Rücksicht auf den Ausgangs-Geräuschpegel auf ihren Höchstwert eingeregelt ist.

3.12. Die Bezugsempfindlichkeit stellt die Betriebsempfindlichkeit dar für festgelegte Werte des Signal-Geräuschverhältnisses, der Empfängerbandbreite, des Modulationsgrades und des Quellwiderstandes (künstliche Antenne). Diese Werte sind für die hauptsächlichsten Dienstarten in Tafel 2 wiedergegeben (vgl. das demnächst erscheinende ATM-Blatt V 373—15).

3.13. Der Geräuschfaktor ist das Verhältnis der Geräuschleistung, die am Empfängerausgang gemessen wird, zu derjenigen, die dort vorhanden wäre, wenn das Wärmegeräusch auf Grund der ohmschen Komponente des Quellscheinwiderstandes die einzige Geräuschquelle in dem System sein würde.

Das „wirksame Gesamt-Geräuschband (effective overall noise band)" ist dabei bestimmt durch die Breite einer rechtwinkligen Durchlaßkurve, deren Höhe gleich der größten Höhe der Empfängerdurchlaßkurve bei gleicher Gesamt-Geräuschleistung ist. (Bild 4.)

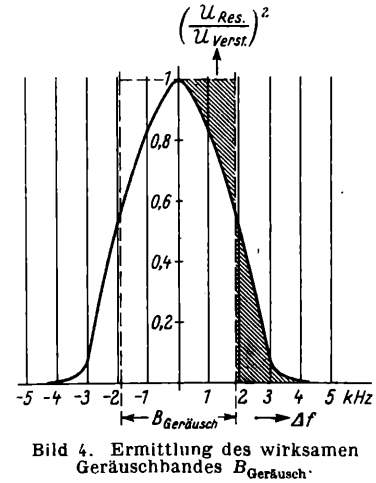


Bild 4. Ermittlung des wirksamen Geräuschbandes $B_{Geräusch}$

3.14. Richtlinien für die Wahl einer bestimmten Empfindlichkeitsart. Ein Empfänger muß gewisse Bedingungen erfüllen, wenn bestimmte Arten der Empfindlichkeit angegeben bzw. voneinander hergeleitet werden sollen:

3.141. Die Betriebsempfindlichkeit kann nur innerhalb des linearen Bereiches eines Empfängers von der Bezugsempfindlichkeit und umgekehrt hergeleitet werden. Ein Empfänger ist linear, wenn er so arbeitet, daß das Signal-Geräuschverhältnis am Ausgang proportional dem Eingangssignal sowie dem Modulationsgrad ist.

3.142. Sofern Unsicherheiten im Hinblick auf die Größen in den Umrechnungsformeln zwischen Geräuschfaktor und Bezugsempfindlichkeit vorliegen, z. B. bei dem wirksamen Gesamt-Geräuschband, sollen unabhängig voneinander gemessene Werte hierfür angegeben werden.

3.143. Da die Bezugsempfindlichkeit von besonderem Wert für einen Empfänger ist, der unter linearen Bedingungen arbeitet, sollten für einen Empfänger mit eindeutig nichtlinearen Bedingungen nur die Betriebsempfindlichkeit und der Geräuschfaktor für normale Betriebsbedingungen angegeben werden. Bei einem nichtlinearen Empfänger hängt der Geräuschfaktor von der Größe des Eingangssignals und von der Verstärkung des Empfängers ab.

3.144. Da die gemessenen Größen von einem Empfänger zum anderen stark schwanken können, sollten möglichst Messungen von verschiedenen Empfängern desselben Typs gemacht werden und die Werte, die für den betreffenden Empfängertyp angegeben werden, statistisch ermittelt sein (Mittelwert, Normalabweichung). Falls solche Angaben nicht gemacht werden können, sollte der Betriebszustand des Empfängers beschrieben werden.

3.145. Falls ein Geräuschbewertungs(Psophometer)-Filter für die Empfindlichkeitsmessungen verwendet wird, soll dies vermerkt und die Durchlaßkurve angegeben werden.

3.15. Klassifizierung der Empfänger zur Angabe von Meßwerten. Da die Eigenschaften eines Empfängers im Zusammenhang mit seinem Verwendungszweck betrachtet werden müssen und sehr stark vom Frequenzbereich abhängen, in dem sich der Dienst abwickelt, sind zur Angabe von Meßwerten die Empfänger in der CCIR-Empfehlung 94 nach Diensten und Frequenzbereichen klassifiziert (vgl. Tafel 1).

Tafel 1. **Klassifizierung der Empfänger nach Diensten und Meßbereichen**

	Frequenzunterteilung
1. Telegraphie A 1, A 2, F 1: Fester Dienst, Allgemeine Zwecke, Beweglicher Dienst	30 … 600 kHz 1600 … 30 000 „ 30 … 300 MHz
2. Telephonie A 3: Fester Dienst, Allgemeine Zwecke, Beweglicher Dienst A 3b: Fester Dienst F 3: Fester Dienst, Allgemeine Zwecke, Beweglicher Dienst	30 … 600 kHz 1600 … 30 000 „ 30 … 300 MHz
3. Ton-Rundfunk A 3 F 3	150 … 300 kHz 500 … 1 600 „ 1600 … 30 000 „ 30 … 100 MHz 100 … 300 „ 300 … 1 000 „
4. Fernsehen A 5 Bild A 3, F 3 Ton	30 … 100 MHz 100 … 300 „ 300 … 1 000 „

3.16. Umrechnung von Empfindlichkeit in Geräuschfaktor und umgekehrt. Bei einem linearen Empfänger kann die Empfindlichkeit aus dem Geräuschfaktor berechnet werden und umgekehrt. Die Umrechnungsfaktoren hängen von der Sendeart ab; sie sind für verschiedene Sendearten nachstehend aufgeführt worden.

3.161. Sendearten: A1, A2, A3:

$$E^2 = 8\,kT\frac{BRn}{m^2}\cdot F\cdot 10^{12}. \qquad (2)$$

Darin bedeuten:

E elektromotorische Kraft des Trägers bei Reihenschaltung mit dem Serien-Ersatz-Widerstand der Quelle, gemessen in μV

F Geräuschfaktor (Leistungsverhältnis)

R Widerstand, der der Quelle — künstliche Antenne — gleichwertig ist, in Ohm

n Signal/Geräusch-Leistungsverhältnis am Ausgang

m Modulationsgrad (bei sinusförmiger Modulation) Für A1-Sendungen: $m = 1$

k Boltzmann Konstante $= 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K

T absolute Temperatur in Grad Kelvin

B Breite des wirksamen Gesamt-Geräuschbandes in Hz, genommen als die kleinere der nachstehenden Größen:

a) die Bandbreite nach der Gleichrichtung

b) die halbe Bandbreite vor der Gleichrichtung.

3.162. Sendeart A3b (Einseitenband-Amplitudenmodulation).

$$E^2 = 4\,kTBRnF\cdot 10^{12}. \qquad (3)$$

Darin bedeuten:

E die Seitenband-EMK; F, R, n, k und T dasselbe wie unter 3.161

B die Breite des wirksamen Geräuschbandes in Hz, gewählt als die kleinere der beiden folgenden Größen

a) die Bandbreite nach der Gleichrichtung

b) die volle Bandbreite vor der Gleichrichtung.

3.163. Sendearten: F1, F3

$$E^2 = 8\,kT\frac{BRn}{q^2}\cdot F\cdot 10^{12}. \qquad (4)$$

Darin bedeuten:

E, F, R, n, k und T dasselbe wie unter 3.161;

$q^2 = \frac{3\cdot D^2}{4\cdot B^2}$

D Frequenzhub bei Telegraphie oder Spitze zu Spitze-Wert für Frequenzabweichungen bei Telephonie für sinusförmige Modulation.

B Breite des wirksamen Geräuschbandes nach der Gleichrichtung.

Die Bezugsempfindlichkeit kann aus dem Geräuschfaktor mit Hilfe der vereinfachten Formel, die nachstehend angeführt ist, errechnet werden:

$$E^2 = C\cdot F. \qquad (5a)$$

Für F ist hierbei das Leistungsverhältnis in kT_0-Werten einzusetzen.

Es kann auch E in db bezogen auf 1 μV nach folgender Beziehung errechnet werden:

$$E = \sqrt{C} + F. \qquad (5b)$$

Hierbei müssen dann $\sqrt{C}$ und F als Spannungsverhältnis in db eingesetzt werden; vgl. auch Gl. (6) und Taf. 2 im demnächst erscheinenden ATM-Blatt V 373—15, das auch das Schrifttum enthalten wird.

Messungen an Funkempfängern II

V 373—15

April 1955

Verfasser: P. Dehmelt, E. Frommer und W. Kronjäger, Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

DK 621.396.62 : 621.317.3

Im Anschluß an das ATM-Blatt V 373—14 (März 1955) wird die Besprechung der Empfindlichkeitsmessung fortgeführt.

3.17. Typische Bezugswerte für Parameter zur Berechnung und Messung der Bezugsempfindlichkeit. In der Tafel 2 sind nun typische Bezugswerte für B, R, n, m und D angegeben. Für Umrechnungszwecke sind die Werte von $\sqrt{C}$ in db ebenfalls in Tafel 2 genannt.

Die Berechnung des Geräuschfaktors aus gemessenen Empfindlichkeitswerten kann im Hinblick auf gewisse Ungenauigkeiten verschiedener Parameter, z. B. des wirksamen Gesamt-Geräusch-Bandes, zu ungenaueren Werten für F führen, als sie durch eine direkte Messung erhalten werden können.

3.2. Meßverfahren.

3.21. Messung der Betriebsempfindlichkeit.

3.211. Telephonie-Empfänger für die Sendearten A3 und F3. Die Meßanordnung ist aus Bild 5 zu ersehen.

Der Empfänger wird auf die betreffende Betriebsart und die dem Dienst entsprechenden Bezugswerte eingestellt und auf den Meßsender abgestimmt. Dieser ist über eine künstliche Antenne mit dem Empfänger verbunden und normal (mit 400 Hz zu 30%) moduliert.

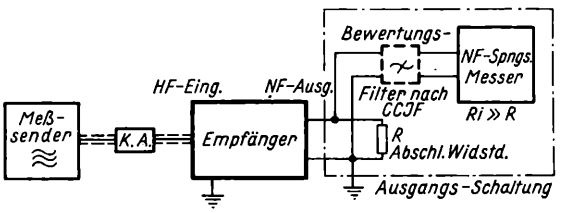


Bild 5. Meßanordnung für Empfindlichkeits- und Trennschärfe-Messungen.

Die Verstärkung des Empfängers und die HF-Ausgangs-EMK des Meßsenders werden wechselseitig so lange geändert, bis am Empfängerausgang bei anliegendem Träger und bei zugeschalteter Modulation der Sollwert für die Ausgangsnutzleistung und bei abgeschalteter Modulation der zulässige Wert für den Geräuschpegel erreicht werden. Die dann am Meßsender eingestellte

Tafel 2. **Typische Bezugswerte für Parameter, die bei der Berechnung und der Messung der Bezugsempfindlichkeit gebraucht werden (nach CCIR)**

Sendeart	Dienst	Wirksames Gesamtgeräuschband B [Hz]	Quellenwiderstand R [Ω]	Ausgangs-Signal zu Geräuschleistungsverhältnis n [db]	Modulationsgrad m	Frequenzhub (für F 1) Spitzenabweichung D (für F 3) [Hz]	$\sqrt{C}$ [db]
A 1	Fester	100	75	20	1	—	— 16,2
		300	75	20	1	—	— 11,4
	Allgemeine Zwecke	1000	75	20	1	—	— 6,2
	Beweglicher	1000	75	20	1	—	— 6,2
A 2	Fester	100	75	20	0,3	—	— 5,7*/— 16,2**
		300	75	20	0,3	—	— 0,9 /— 11,4
	Allgemeine Zwecke	1000	75	20	0,3	—	+ 4,3 /— 6,2
	Beweglicher	1000	75	20	0,3	—	+ 4,3 /— 6,2
A 3	Fester, allgemeine Zwecke, Beweglicher	3000	75	20	0,3	—	+ 9,1
	Ton-Rundfunk (Mittelwelle)	5000	künstl. Antenne	20	0,3	—	—
	Ton-Rundfunk (Kurzwelle)	5000	75	20	0,3	—	+ 11,1
A 3b	Fester	3000	75	20	—	—	— 4,4
F 1	Fester	100	75	20	—	100	— 15,0
		100	75	20	—	400	— 27,0
		300	75	20	—	100	— 0,7
		300	75	20	—	400	— 12,7
F 3	Fester, allgemeine Zwecke, Beweglicher	3000	75	20	—	± 4500***	— 9,7
	Ton-Rundfunk	5000	75	20	—	± 22 500***	— 17,0

* Ohne ZF-Oszillator. ** Mit ZF-Oszillator. *** 30% des Bezugs-Spitzenhubs von: 15 kHz bei Telephonie und 75 kHz bei Ton-Rundfunk.

HF-EMK ergibt die „geräuschbegrenzte Betriebs-Empfindlichkeit".

Die Messung kann mit selbsttätiger Schwundregelung durchgeführt werden. Sind getrennte HF-, ZF- und NF-Regler vorhanden, so sind zunächst die HF- und ZF-Verstärkung auf ihren Höchstwert zu stellen und die Ausgangssollwerte durch Änderung der Meßsender-EMK und der NF-Verstärkung einzuregeln. Ist dies nicht möglich, so ist erst die ZF- und dann die NF-Verstärkung herabzusetzen; es ist hierbei auf Übersteuerung des Gleichrichters zu achten.

Reicht die Verstärkung des Empfängers nicht aus, um am Ausgang den Sollwert der Nutzleistung bei dem vorgesehenen Signal-Geräuschverhältnis zu ergeben, so ist die Verstärkung auf den Höchstwert einzustellen. Die kleinste HF-Eingangs-EMK, mit der der Sollwert der Ausgangs-Nutzleistung erreicht wird, ist dann die „verstärkungsbegrenzte Betriebsempfindlichkeit"; das dabei vorliegende Signal-Geräuschverhältnis ist mit anzugeben.

3.212. Telephonieempfänger für die Sendearten A3a und A3b. Die Meßanordnung ist aus Bild 6 zu ersehen.

Sofern kein spezieller Einseitenbandsender zur Verfügung steht, sind für die Nachbildung einer Einseitenband-Sendung zwei Meßsender erforderlich, nämlich ein „Träger-" und ein „Seitenband-Meßsender". Diese beiden Meßsender werden über ein Entkopplungsglied zusammengeschaltet, wobei für die Bewertung der Meßsender-EMKe die durch die Entkopplungsschaltung bewirkte Spannungsteilung berücksichtigt werden muß. Der Empfänger wird auf den Trägersender abgestimmt. Die Frequenz des Seitenbandsenders wird so eingestellt, daß sie innerhalb des zu messenden Seitenbandkanals des Empfängers liegt, seine Amplitude muß um den Betrag über die des Trägersenders gelegt werden, der der Einstellung des Trägerunterdrückungsschalters entspricht. Das eingestellte Verhältnis der Träger- zur

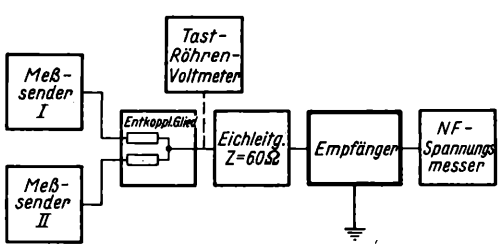


Bild 6. Meßanordnung für Empfindlichkeits- und Trennschärfemessungen sowie Messung des linearen Nebensprechens an Einseitenband-Empfängern.

Seitenbandamplitude muß während des ganzen Meßvorganges konstant gehalten werden. Zur Ermittlung des Geräuschpegels im Seitenbandkanal wird der Seitenband-Meßsender abgeschaltet. Die Betriebsempfindlichkeit wird als die kleinste Seitenband-EMK erhalten, die das vorgesehene Signal-Geräuschverhältnis bei der Ausgangsnennleistung ergibt.

3.213. Telegraphieempfänger für die Sendeart A1. Die Messung an Telegraphieempfängern wird nach dem unter 3.211 angegebenen Verfahren durchgeführt, jedoch wird der unmodulierte Träger an den Eingang des Empfängers gelegt und dieser so abgestimmt, daß sich durch den A1-Überlagerer am Ausgang ein Ton (etwa 1000 Hz) ergibt. Der Empfänger muß hierbei entweder auf Handregelung eingestellt sein (selbsttätige Schwundregelung abgeschaltet) oder es muß bei nichtabschaltbarer Schwundregelung durch Anlegen einer Spannung von einer äußeren Spannungsquelle her der Arbeitspunkt der Verstärkungsregelung festeingestellt werden. Der Geräuschpegel wird dann durch Abschalten des Meßsenders ermittelt. Die Verstärkung des Empfängers und die EMK des Meßsenders werden dabei so eingeregelt, daß sich die Sollwerte für die Ausgangsleistung und den Geräuschabstand ergeben.

3.22. Messung der Bezugsempfindlichkeit. Wird nach dem oben angegebenen Verfahren Proportionalität zwischen der EMK des Meßsenders am Eingang und dem Signal-Geräuschverhältnis am Ausgang festgestellt, so ist der Empfänger als linear anzusehen und die Bezugsempfindlichkeit kann bestimmt werden. Die Messung ist identisch mit der unter 3.21 beschriebenen Messung der Betriebsempfindlichkeit; es sind lediglich die unter 3.17 in Tafel 2 angegebenen Bezugswerte für die Bandbreite, den Geräuschabstand usw. zugrunde zu legen.

3.23. Messung des Geräuschfaktors. Die Meßanordnung ist aus Bild 7 zu ersehen.

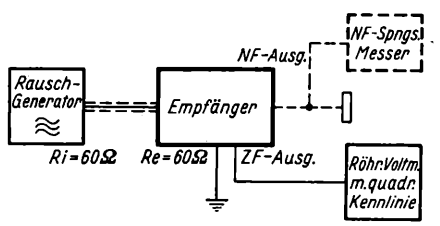


Bild 7. Geräuschfaktor-Meßanordnung.

Der Empfänger wird auf die zu bewertende Betriebsart und Frequenz eingestellt; die Einstellung der Bandbreite ist für die Messung des Geräuschfaktors gleichgültig. Der Rauschgenerator, dessen Innenwiderstand an den Empfängereingangswiderstand angepaßt werden muß, wird an den Empfängereingang angeschaltet und der Rauschdiodenstrom auf Null geregelt. Die HF- und ZF-Verstärkung des Empfängers werden dann bei abgeschalteter Schwundregelung (oder festgehaltenem Arbeitspunkt) auf den größten Wert gebracht und das Eigenrauschen des Empfängers am Ausgang des linearen Teils, z. B. am ZF-Ausgang, mit Hilfe eines quadratisch anzeigenden Voltmeters bestimmt. Dann wird der Rauschdiodenstrom so weit hochgeregelt, bis die Geräuschspannung auf den $\sqrt{p}$-fachen Wert angestiegen ist und die kT_0-Zahl nach Gl. (1) bestimmt.

3.3. Darstellung der Meßergebnisse. Die Prüfung auf Empfindlichkeit soll am Anfang, in der Mitte und am Ende eines jeden Frequenzbereiches des Empfängers durchgeführt werden.

Zur Prüfung der Linearität eines Empfängers ist eine kurvenmäßige Darstellung des Geräuschabstandes in Abhängigkeit von der Meßsender-EMK zweckmäßig; ein Beispiel ist in Bild 8 gezeigt, das auch die Schwundregeleigenschaften des Empfängers erfaßt.

Zur Darstellung der Bezugsempfindlichkeit genügt die Angabe eines einzigen Zahlenwertes, nämlich die Meßsender-EMK in μV oder in db bezogen auf 1 μV;

bei Messung der Betriebsempfindlichkeit muß dagegen die Angabe der Meßsender-EMK durch die sämtlicher zugehöriger Parameter, wie Empfängerbandbreite, Signal-Geräuschverhältnis, Modulationsgrad und Quellwiderstand (künstliche Antenne) ergänzt werden.

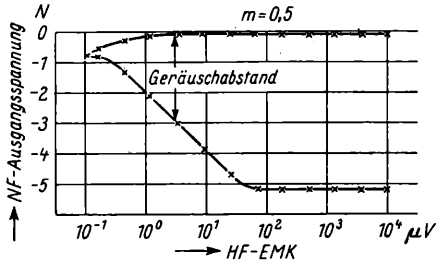


Bild 8. Darstellung der Abhängigkeit der Geräuschspannung von der Meßsender-EMK.

Der Geräuschfaktor wird in der ausländischen Literatur vielfach nicht als Leistungsverhältnis (kT_0-Wert), sondern als Spannungsverhältnis in db angegeben. Die Umrechnung erfolgt nach folgender Formel in db:

$$F = 10 \log_{10} F\,(kT_0). \qquad (6)$$

4. Trennschärfe

4.1. Begriffsbestimmung. Die Trennschärfe eines Empfängers ist ein Maß für seine Fähigkeit, zwischen einem gewünschten Signal, auf das er abgestimmt ist, und ungewünschten Signalen auf anderen Frequenzen zu unterscheiden. Je nach Art der meßtechnischen Ermittlung unterscheidet man die „Einzeichen (single-signal)-" und die „Zweizeichen-(two-signal)-Trennschärfe". Die Angaben, die sich auf die Einzeichentrennschärfe stützen, sind immer dann ausreichend, wenn die Empfängereingangspegel der gewünschten und ungewünschten Signale so klein sind, daß nichtlineare Effekte, z. B. Kreuzmodulation, im Empfänger vernachlässigt werden können. Falls dagegen die Pegel der gewünschten und ungewünschten Signale so hoch sind, daß nichtlineare Effekte hervorgerufen werden können, müssen die Angaben anderweitig ermittelt werden, z. B. durch die „Zweizeichen"-Trennschärfe. Die nichtlinearen Effekte können sehr zahlreich sein, und es ist daher erforderlich, sich zur Vereinfachung der Messungen auf die hauptsächlichsten zu beschränken.

4.11. Begriffsbestimmungen für den linearen Bereich. Für Untersuchungen der Trennschärfeeigenschaften in dem linearen Bereich nach der Einzeichenmethode seien die nachstehenden Begriffsbestimmungen angegeben:

4.111. Durchlaßbereich (pass-band): Der Durchlaßbereich ist gleich dem Frequenzband, das durch die beiden Frequenzen begrenzt ist, für welche die Dämpfung diejenige der günstigsten Frequenz um einen bestimmten Wert überschreitet; im allgemeinen beträgt dieser Wert 6 db mit Ausnahme von Telephonieempfängern hoher Qualität, für die er 2 db beträgt.

4.112. Flankensteilheit (attenuation-slope): Die Flankensteilheit auf jeder Seite des Durchlaßbereiches ist gleich dem Verhältnis von der Dämpfungsdifferenz für zwei Frequenzen außerhalb des Durchlaßbereiches zu der Differenz zwischen diesen Frequenzen.

4.113. Spiegelfrequenzfestigkeit (image-response ratio): Die Spiegelfrequenzfestigkeit ist gleich dem Verhältnis des Eingangs-Signalpegels auf der Spiegelfrequenz, der benötigt wird, um eine bestimmte Empfängerausgangsleistung zu erhalten, zu dem Eingangspegel auf der gewünschten Signalfrequenz, der dieselbe Ausgangsleistung hervorruft.

Die Spiegelfrequenz ist die gewünschte Signalfrequenz plus oder minus zweimal die Zwischenfrequenz, je nachdem, ob die örtliche Oszillatorfrequenz höher oder niedriger als die Frequenz des gewünschten Signals ist. Wenn die Signalfrequenz im Empfänger mehr als einmal umgesetzt wird, sind mehrere Spiegelfrequenzen vorhanden und für jede derselben gibt es eine entsprechende Spiegelfrequenzfestigkeit.

4.114. Zwischenfrequenzfestigkeit (intermediate-frequency-response ratio): Die ZF-Festigkeit ist gleich dem Verhältnis des Pegels eines Signals auf der ZF, das an den Empfängereingang gelegt wird und das eine bestimmte Empfängerausgangsleistung ergibt, zu dem Pegel auf der gewünschten Signalfrequenz, der nötig ist, um dieselbe Ausgangsleistung zu ergeben.

4.12. Um die Trennschärfe im linearen Bereich anzugeben, ist es erwünscht, Messungen nach dem Einzeichenverfahren vom Durchlaßbereich, der Flankensteilheit, der Spiegelfrequenz- und der Zwischenfrequenzfestigkeit durchzuführen.

4.13. Wirksame Trennschärfe. Für die Untersuchung der Trennschärfeeigenschaften in dem nichtlinearen Bereich mit zwei oder mehreren Eingangssignalen sind folgende Begriffsbestimmungen zu wählen:

Die „wirksame Trennschärfe (effective selectivity)" ist die Fähigkeit eines Empfängers, zwischen dem gewünschten Signal und einem ungewünschten Signal zu unterscheiden, dessen Pegel so hoch ist, daß er nichtlineare Effekte hervorruft. Dabei ist der Empfänger auf die Frequenz des gewünschten Signals abgestimmt, während diejenige des ungewünschten Signals im allgemeinen außerhalb des Durchlaßbereiches liegt. Beide Signale sollen gleichzeitig wirksam und eines oder beide moduliert sein.

Die wirksame Trennschärfe kann durch die „Sperrung (blocking)", die „Kreuzmodulation (cross-modulation)" und die „gegenseitige Modulation (intermodulation)" gemessen werden. Diese Begriffe seien nachstehend bestimmt:

4.131. Unter „Sperrung" versteht man den Pegel eines ungewünschten Signals auf einer benachbarten Frequenz, der eine bestimmte Änderung — im allgemeinen eine Herabsetzung — z. B. um 3 db, des Ausgangspegels hervorruft. Dieser wird von einem modulierten gewünschten Eingangssignal mit bestimmtem Pegel erzeugt.

4.132. Unter „Kreuzmodulation" versteht man den Pegel eines modulierten, ungewünschten Signals — frequenzbenachbart zum unmodulierten gewünschten Signal — der am Ausgang des Empfängers einen bestimmten Störeffekt hervorruft. Dieser liegt um einen bestimmten Betrag, z. B. 20 db, unter dem Pegel, den man bei Modulation des gewünschten Signals erhalten würde.

4.133. Unter der „Gegenseitigen Modulation" versteht man die Pegel von zwei ungewünschten Signalen, die am Empfängerausgang einen vorgegebenen Pegel erzeugen, z. B. 20 db unter demjenigen, der dem normalen Eingangssignal entspricht, wenn die Frequenzen dieser beiden ungewünschten Signale:

a) eine Differenz gleich der ZF haben
b) eine Summe oder Differenz haben, die gleich der Frequenz des gewünschten Signals ist.

Die beiden interferierenden Signale, die gleichzeitig einwirken, sind im allgemeinen pegelgleich, wobei das eine moduliert und das andere unmoduliert ist. Beide Frequenzen werden gleichzeitig so eingeregelt, daß der Pegel des Störmodulationsproduktes einen Höchstwert ergibt. Die Verstärkung des Empfängers sollte beim Messen der gegenseitigen Modulation so eingeregelt sein, daß sie den festgelegten Eingangs- und Ausgangspegeln des gewünschten Signals entspricht.

Andere Ordnungen von Störmodulationsprodukten mögen in der Praxis auftreten; die ausgewählten sind typisch und im allgemeinen ausreichend, um die Eigenschaft bezüglich der gegenseitigen Modulation festzulegen.

4.14. Um die Trennschärfe in dem nichtlinearen Bereich auszudrücken, ist es erwünscht, daß die wirksame Trennschärfe nach dem Zweizeichenverfahren gemessen wird und durch die Angabe der Sperrung, der Kreuzmodulation und der gegenseitigen Modulation ausgedrückt wird.

4.2. Meßverfahren

4.21. Einzeichenverfahren

4.211. Messung an A1, A2, A3 und F3-Empfängern. Die Meßanordnung entspricht derjenigen für Empfindlichkeitsmessungen, die bereits in Bild 5 angegeben worden ist.

Der Empfänger wird auf die Frequenz des Meßsenders abgestimmt und normalerweise auf die Betriebsempfindlichkeit eingestellt. Um auch höhere Dämpfungswerte zu erfassen, ist es vielfach zweckmäßig, den Modulationsgrad möglichst hoch und den Geräuschabstand am Empfängerausgang möglichst klein zu wählen. Ist eine Bandbreiteregelung vorhanden, so sollte die Messung bei allen Stellungen des Bandbreitereglers durchgeführt werden. Die Messung geschieht am einfachsten in der Weise, daß in Abhängigkeit von definierten Verstimmungen des Meßsenders die jeweilige Meßsender-EMK bestimmt wird, die zur Aufrechterhaltung einer konstanten NF-Ausgangsleistung erforderlich ist. Die Modulationsfrequenz des Meßsenders soll dabei möglichst niedrig sein (nicht über 400 Hz), um die Breite des Frequenz-Spektrums, mit dem bei Verstimmung des Meßsenders die Filterflanken abgetastet werden, möglichst klein zu halten. Bei sehr steilen Filterflanken ist es zweckmäßiger, den Meßsender unmoduliert zu betreiben und die Konstanz der Ausgangsleistung anderweitig zu kontrollieren, z. B. mit Hilfe des Diodenrichtstroms.

Bei FM-Empfängern kann die NF-Ausgangsleistung wegen der Wirkung des Begrenzers nicht als Meßkriterium herangezogen werden. Hier ist daher als Kriterium für konstante Ausgangsleistung die ZF-Ausgangsspannung (vor dem Begrenzer gemessen), der Begrenzerstrom oder am Ausgang eine konstante Rauschunterdrückung zu wählen.

4.212. Messung an A3b-Empfängern. Die Meßanordnung ist die gleiche wie in Bild 6.

Der Empfänger wird, wie bei der Empfindlichkeitsmessung, auf den Trägersender abgestimmt und die Einstellung im Verlauf der Messung unverändert gehalten. Die Seitenbandsender-EMK ist wiederum entsprechend der Trägerunterdrückung zu wählen, diese muß während des gesamten Meßvorganges konstant gehalten werden. Zur Messung wird die Frequenz des Seitenbandmeßsenders, bezogen auf die des Trägersenders zunächst nach höheren Frequenzen hin definiert verstimmt. Die EMKe beider Meßsender werden dann über eine gemeinsame Eichleitung so eingeregelt, daß die NF-Ausgangsleistung konstant bleibt. Bei der Verstimmung des Seitenbandsenders nach höheren Frequenzen hin erhält man die Trennschärfeeigenschaften des oberen Seitenbandfilters des Empfängers, bei der Verstimmung nach kleineren Frequenzen hin in entsprechender Weise die des unteren Seitenbandfilters.

4.22. Messung der Spiegelfrequenz- und Zwischenfrequenzfestigkeit.

4.221. Zur Ermittlung der Spiegelfrequenzfestigkeit wird der Empfänger zunächst auf eine gewünschte Frequenz abgestimmt und normalerweise auf die Betriebsempfindlichkeit eingeregelt. Nach Einstellung des Meßsenders auf die Spiegelfrequenz wird die Meßsender-EMK bestimmt, die ohne Veränderung an der Empfängereinstellung die gleiche Signal-Ausgangsleistung bzw. die gleiche Regelspannung ergibt. Das Verhältnis der beiden EMKe des Meßsenders ist dann die Spiegelfrequenzfestigkeit. Ihr Wert ist über den Frequenzbereich des Empfängers nicht konstant, sondern hängt von der Wahl der gewünschten Frequenz ab. Der ungünstigste Wert wird erhalten, wenn für diese die obere Bereichsgrenze des Empfängers gewählt wird, weil hier der relative Frequenzabstand der Spiegelfrequenz am kleinsten ist.

4.222. In ähnlicher Weise wird auch die ZF-Festigkeit gemessen. Als gewünschte Frequenzen werden hier die Bereichsgrenzen gewählt, die der ZF des Empfängers frequenzmäßig möglichst benachbart liegen; der Meßsender wird dann auf die ZF abgestimmt und seine EMK so eingeregelt, daß der Bezugswert der Ausgangsleistung erreicht wird.

Weitere Meßverfahren werden im demnächst erscheinenden Blatt V 373—16 behandelt.

Schrifttum zu den ATM-Blättern V 373—14 bis —16

1. C.G.I.R., Documents of the VIIth plenary Assembly. London 1953, Volume I, Geneva. — 2. W. J. Bray und R. H. Lowry, The testing of communication-type radio receivers, Proceedings of the J. E. E., 94, 1947 part III A, 313···327. — 3. Fr. Seelemann, Funkentstörung, Darmstadt, Berlin 1954, Seite 411.

Messungen an Funkempfängern III

V 373—16

Mai 1955

Verfasser: P. Dehmelt, E. Frommer und W. Kronjäger, Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt

DK 621.396.62 : 621.317.3

Im Anschluß an das ATM-Blatt V 373—15 (April 1955) folgt die Behandluug weiterer Meßverfahren.

4.23. Mehrzeichen-Verfahren

4.231. Die Meßanordnung ist aus Bild 9 zu ersehen. An Stelle der hier gewählten Entkopplungsschaltung der Meßsender kann auch die in Bild 2b (vgl. ATM-Blatt V 373—14, März 1955) dargestellte Anordnung verwendet werden.

Der eine Meßsender stellt den Nutzsender, der zweite den Störsender dar. Da im Verlauf der Messung die Stör-EMK groß gegenüber der Nutz-EMK gemacht werden muß, empfiehlt es sich, bei der in Bild 2b gezeigten Anordnung den Nutzsender über den Spannungsteiler anzuschließen.

Zur Messung der Kreuzmodulation und der Sperrung wird der Empfänger zunächst auf eine gewünschte Frequenz bei normal moduliertem Nutzsender eingestellt. Da die wirksame Trennschärfe von der Größe der Nutzsender-EMK abhängt und bei höheren Werten infolge der stärkeren Aussteuerung der Eingangsröhren schlechter werden kann, sind laut CCIR die folgenden Werte für die Nutzsender-EMK zu wählen:

10 μV (20 db über 1 μV), 100 μV (40 db über 1 μV), 1000 μV (60 db über 1 μV) und falls möglich, 10000 μV (80 db über 1 μV). Die EMK des Nutzsenders ist daher unter Berücksichtigung der Entkopplungsschaltung gemäß Abschn. 2.2 im ATM-Beitrag V 373—14 zu wählen, d. h. auf den doppelten Wert bei Anwendung der Schaltung nach Bild 9 zu bringen.

Zur Messung der Sperrung wird dann die EMK des unmodulierten Störsenders ermittelt, die bei unveränderter Empfängereinstellung und bei einer Verstimmung von plus oder minus 10 kHz bzw. 20 kHz oder um einen bzw. mehrere Kanalabstände gegenüber dem Nutzsender erforderlich ist, um einen Abfall des NF-Ausgangspegels um 3 db hervorzurufen. Die obere Grenze für den Frequenzabstand wird durch die höchste darstellbare Störsender-EMK gegeben.

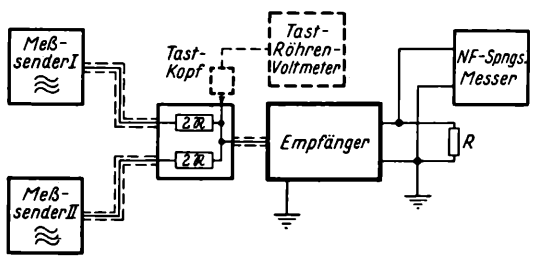


Bild 9. Meßanordnung für das Zweizeichenverfahren.

4.232. Die Messung der Kreuzmodulation geschieht in ähnlicher Weise. Nach erfolgter Empfängereinstellung auf den Nutzsender wird dessen Modulation abgeschaltet. Es ist dann wieder bei unveränderter Empfängereinstellung die EMK des normal modulierten Störsenders zu bestimmen, die bei einem vorgegebenen Frequenzunterschied der beiden Sender erforderlich ist, um am NF-Ausgang des Empfängers einen definierten Störpegel hervorzurufen. Dieser soll 20 db unter dem Nutzpegel liegen, der sich bei normaler Modulation des Nutzsenders ergab. Die Messung ist für Frequenzabstände von 10 kHz bzw. 20 kHz oder einen bzw. mehrere Kanalabstände durchzuführen.

4.233. Zur Messung der gegenseitigen Modulation ist die Meßanordnung nach Bild 9 besonders geeignet, da beide Meßsender im Verlauf der Messung als Störsender dieselbe HF-Eingangsspannung am Empfänger ergeben sollen.

Bei Empfängern mit 60 Ω-Eingang können die EMKe beider Störsender in bequemer Weise gemeinsam durch eine zwischen Entkopplungsschaltung und Empfänger-Eingang geschaltete HF-Eichleitung mit $Z = 60\ \Omega$ geregelt werden.

Zur Bestimmung der gegenseitigen Modulation wird zunächst der Empfänger auf die gewünschte Frequenz bei normaler Modulation eines der beiden Sender abgestimmt und normalerweise auf die Betriebsempfindlichkeit eingeregelt. Bei unveränderter Empfängereinstellung läßt man anschließend beide Meßsender einwirken und stellt nacheinander ihre Frequenzen so ein, daß die Frequenzdifferenz einmal gleich der Zwischenfrequenz und dann gleich der gewünschten Frequenz wird, und daß andererseits ihre Frequenzsumme gleich der gewünschten Frequenz ist. Dabei ist der eine Sender normal moduliert, der zweite unmoduliert, ihre EMKe sollen gleich groß sein und sind so einzustellen, daß sich jeweils der definierte Störeffekt ergibt, der 20 db unter dem Ausgangsnutzpegel liegt.

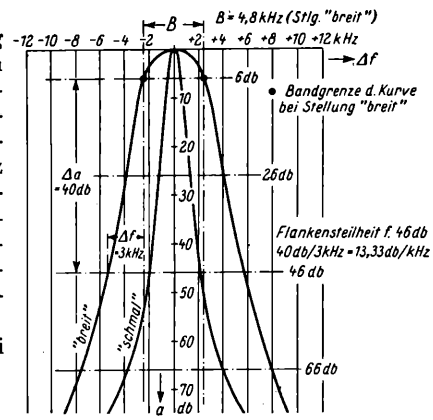


Bild 10. Trennschärfekurve eines Empfängers nach dem Einzeichenverfahren.

4.3. Darstellung der Meßergebnisse. Für die Angaben über die Flankensteilheit genügt es im allgemeinen, die Frequenzdifferenzen anzugeben, die den Dämpfungen von 20 db, 40 db, 60 db und, wenn möglich, 80 db entsprechen, bezogen auf die Bandgrenzen. Wenn die erhaltenen Werte im wesentlichen gleich sind für die beiden Seiten des Durchlaßbereiches, genügt es, mittlere Werte anzugeben.

In Bild 10 ist als Beispiel die gemäß 4.21 im ATM-Blatt V 373—15 nach dem Einzeichen-Verfahren über das gesamte Gerät gemessene Trennschärfekurve eines Empfängers bei zwei Bandbreiteneinstellungen wiedergegeben. Aus dieser Kurve können die Werte für den

Durchlaßbereich und die Flankensteilheit entnommen werden. Auf der Ordinate ist die Dämpfung a, in db, als Verhältnis der EMKe bei Verstimmung und Resonanz aufgetragen.

Da die Seiten der Trennschärfecharakteristik bei der Darstellung in db über einer logarithmischen Frequenzskala von einer bestimmten Frequenzdifferenz ab — bezogen auf die Band-Mittenfrequenz — oft annähernd gerade sind, kann die Dämpfung außerhalb des Durchlaßbereichs auch ausgedrückt werden als die Neigung der Dämpfungs-Frequenz-Charakteristik in db pro Oktave der Frequenzdifferenz (Grenzsteilheit).

Bild 11 zeigt die Darstellung eines Kurvenastes der gleichen Trennschärfekurve im logarithmischen Frequenzmaßstab, aus der die Grenzsteilheit entnommen werden kann.

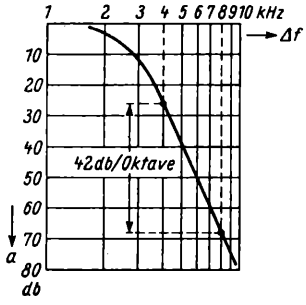


Bild 11. Darstellung der Grenzsteilheit.

Für Vergleichswerte wird zur Wiedergabe von Trennschärfewerten die tabellarische Darstellung bevorzugt. In Tafel 3 ist eine geeignete Darstellung entsprechend der CCIR-Empfehlung Nr. 95 angegeben, und zwar in 3a für Einzeichen- und in 3b für Zweizeichen-Messungen. Es ist hierbei üblich, die an den Meßsendern eingestellten EMKe in db über 1 μV anzugeben.

5 Frequenz-Stabilität

5.1. Begriffsbestimmungen. Die Frequenz-Stabilität eines Empfängers ist ein Maß für die Konstanthaltung seiner Eigenschaften. Sie wird im wesentlichen bestimmt durch die Auswirkungen von Temperatur- und Feuchtigkeitsschwankungen, von Erschütterungen usw. auf die Konstanz der Oszillatoren, der Filter, der Diskriminatoren usw.

Bei Überlagerungsempfängern sind Frequenzänderungen der Oszillatoren besonders kritisch, da sie zu wesentlichen Änderungen der Empfindlichkeit, der Trennschärfe usw. führen können. Die meßtechnischen Untersuchungen erstrecken sich daher insbesondere auf die Konstanz der Frequenzumsetzer-Oszillatoren, und zwar wird die Frequenzänderung bei konstanter Temperatur in Abhängigkeit von der Speisespannung und umgekehrt gemessen; auch Frequenz-Abweichungen infolge von Erschütterungen werden vielfach untersucht.

5.2. Meßverfahren. Die Meßanordnung ist aus Bild 12 zu ersehen. Zur Messung können sowohl der Oszillator des zu untersuchenden Empfängers als auch ein Vergleichsoszillator, dessen Stabilität um mindestens eine Größenordnung über der des Empfängeroszillators liegen muß, mit einem Hilfsempfänger empfangen werden. Aus der Änderung des am NF-Ausgang des Hilfsempfängers vorhandenen niederfrequenten Überlagerungstones kann dann die Frequenzabwanderung des zu prüfenden Empfängeroszillators bestimmt werden. Für die Wahl der Überlagerungsfrequenz (500···1000 Hz) ist der Gesichtspunkt maßgebend, daß einerseits ein genügender Frequenzabstand vom Empfängerbrumm des Hilfsempfängers vorhanden ist, und daß andererseits die Frequenzänderung des Überlagerungstones genügend genau ermittelt werden kann. Sollte die Oszillatorspannung am Antennenausgang des zu prüfenden Empfängers zu gering sein, um für den Überlagerungston einen ausreichenden Störabstand zu ergeben, so ist sie an geeigneter Stelle, z. B. durch eine kleine, über die Oszillatorröhre geschobene Schelle, auszukoppeln. Ist kein geeigneter Frequenzzeiger bzw. -schreiber vorhanden, so kann die

Tafel 3.

a) Einzeichen-Trennschärfe

Sende-art	Dienst	Frequenz-bereich in MHz		HF- und ZF-Durch-laß-bereich in kHz	Flankensteilheit in db/kHz 26 db	46 db	66 db	86 db	Grenz-steil-heit db/Ok-tave	Spiegel-frequenz-festigkeit in db	ZF-Festig-keit in db	Bemerkungen
A 3	Allgemeine Zwecke	1,6 — 30	Max.	6,8	12	11	11	—	—	119* 53**	> 110	
			Mittel	5,3	8,5	8,0	8,0	—	—	73* 28**	> 90	7 Empfänger geprüft
			Min.	4,0	5	4	4	—	—	41* 7**	> 80	
A 1	Peilfunkdienst	0,235—0,535		1,4	12	11,5	10,5	8,5	—	70	60	Ein Empfänger geprüft Zustand: fast neu

* Bei 2 MHz. ** Bei 30 MHz.

b) Zweizeichen-Trennschärfe

Sende-art	Dienst	Frequenz-bereich in MHz	$f_{gew} - f_u$ in kHz		Sperrung: Pegel des ungewünschten Signals (db über 1 μV) für einen Pegel des gewünschten Signals (db über 1 μV) von +20	+40	+60	+80	Kreuzmodulation: Pegel des ungewünschten Signals (db über 1 μV) für einen Pegel des gewünschten Signals (db über 1 μV) von +20	+40	+60	+80	Gegenseitige Modulation: $f_{gewünscht}$ MHz	Pegel des ungewünschten Signals (db über 1 μV) $f_u' - f_u'' = f_{ZF}$	$f_u' - f_u'' = f_{gew}$	$f_u' + f_u'' = f_{gew}$	Bemerkungen
A 3	Allgemeine Zwecke	1,6 — 30	10	Max.	86	> 120	> 120	> 120	—	93	106	115	10	93	82	93	Einige Empfänger geprüft Störeffekt bei KM u. gegenseit. Modul. 30 db unterhalb Nutzpegel (0 db)
				Mittel	75	95	108	117	—	81	94	101		> 70	> 71	> 80	
				Min.	66	78	94	111	—	61	79	78		43	60	> 60	
			20	Max.	96	> 120	> 120	> 120	—	100	114	122	30	78	> 100	> 100	
				Mittel	88	> 109	> 112	> 115	—	83	96	102		> 71	> 80	> 80	
				Min.	79	89	102	111	—	73	79	78		> 60	> 60	> 60	
A 1	Peilfunk-dienst	0,235—0,535	10		—	—	—	—	99	102	—	—	—	—	—	—	Ein Empfänger geprüft Zustand: fast neu

Änderung des Überlagerungstones durch akustische Schwebungsbildung mit Hilfe eines geeichten NF-Generators ermittelt werden.

Die Messung wird in 3 Stufen durchgeführt. Zunächst wird die Einbrennkurve ermittelt. Hierzu ist der Empfänger in betriebsmäßigem, aber kalten Zustand einzuschalten und die relative Frequenzänderung $\Delta f_0/f_0 \cdot 10^{-6}$ für einen Zeitraum von jeweils 1, 10, 30, 60 und 120 min nach dem Einschalten zu bestimmen; während dieser Zeit muß die Versorgungsspannung konstant gehalten werden. Nach Erreichen des eingebrannten Zustandes (etwa 2 Stunden) kann die Spannungsabhängigkeit für definierte Änderungen der Versorgungsspannung um $\pm 10\%$ und -20% des Sollwertes geprüft werden; auch hier wird die relative Frequenzänderung $\Delta f_0/f_0 \cdot 10^{-6}$ angegeben. In gleicher Weise wird die Temperaturabhängigkeit des Gerätes durch Aufbau des Prüflings in

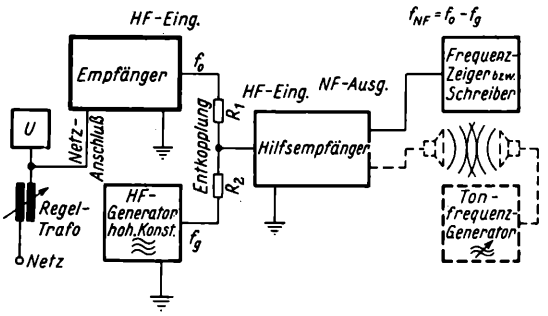


Bild 12. Meßanordnung für Frequenz-Stabilitäts-Messungen.

einer geeigneten Temperaturkammer bestimmt. Hierbei ist auf Temperaturgleichgewicht zwischen Temperatur des Prüflings und seiner Umgebungstemperatur zu achten; die hierfür erforderliche Zeit hängt von der Wärmekapazität des Prüflings ab. Bei dieser Messung ist die Versorgungsspannung konstant zu halten.

5.3. Die Darstellung der Meßergebnisse erfolgt zweckmäßigerweise in der in Tafel 4 wiedergegebenen Form.

6. Frequenz-Treffsicherheit

6.1. Begriffsbestimmung. Die Frequenz-Treffsicherheit kennzeichnet den Grad der Genauigkeit, mit dem ein Empfänger mit Hilfe der vorhandenen Einstellmittel auf eine bestimmte Sollfrequenz eingestellt werden kann. Sie wird bestimmt durch die Ablese- und Einstellgenauigkeit und, bei Überlagerungsempfängern, zusätzlich durch die Güte der Frequenzumsetzer-Oszillatoren.

6.2. Meßverfahren. Die Treffsicherheit kann mit einem als Frequenznormal dienenden, hochkonstanten HF-Generator, z. B. einem aktiven Frequenzmesser mit einer entsprechenden Genauigkeit (mindestens $5 \cdot 10^{-5}$) gemessen werden. Der Empfänger wird zunächst mit Hilfe der vorhandenen Abstimmittel optimal auf die Generatorfrequenz abgestimmt. Der Unterschied zwischen der an der Empfängerskala abgelesenen Frequenz und der bekannten Generatorfrequenz ergibt die absolute Abweichung. Zur Erfassung der mechanischen Ungenauigkeiten des Antriebes sollte die Messung mehrfach durchgeführt werden, wobei der Empfänger nach Verstimmung erneut auf die Generator-Frequenz — sowohl von größeren als auch von kleineren Werten der Empfängerskala her — eingestellt werden sollte.

7. Wiedergabegüte

7.1. Begriffsbestimmung. Die Wiedergabegüte kennzeichnet die linearen und nichtlinearen Verzerrungen, die ein Niederfrequenzspektrum, das einer hochfrequenten Schwingung aufmoduliert ist, nach Durchlaufen des Empfängers erfährt.

7.2. Meßverfahren

7.21. Dämpfungsverlauf des NF-Spektrums (lineare Verzerrungen)

7.211. Der erforderliche Meßaufbau ist aus Bild 13 zu ersehen. Am Empfänger wird die zur Übertragung der betreffenden Sendeart erforderliche Mindestbandbreite eingestellt. Die Meßsender-EMK ist entsprechend der Betriebsempfindlichkeit zu wählen, so daß am NF-Ausgang des Empfängers ein ausreichender Geräuschabstand vorhanden ist. Der Meßsender wird mit einer Tonfrequenz, die nacheinander das NF-Spektrum durchläuft, moduliert und die Amplitudenabhängigkeit der NF-Ausgangsspannung von der Modulationsfrequenz bei konstantem Modulationsgrad des Meßsenders ermittelt.

7.212. Der niederfrequente Dämpfungsverlauf und das lineare Nebensprechen an Mehrkanal-EB-Empfängern werden nach der Anordnung gemäß Bild 6 gemessen (ATM-Blatt V 373—15, April 1955).

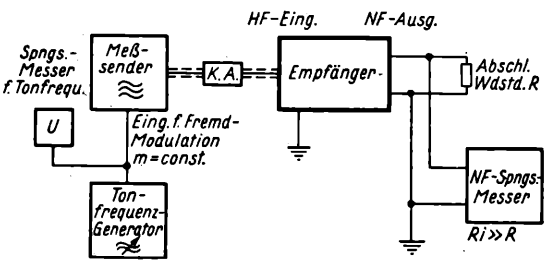


Bild 13. Meßanordnung zur Aufnahme des niederfrequenten Dämpfungsverlaufes.

Bei dem Verfahren wird der am Ausgang entstehende NF-Ton so verändert, daß er nacheinander das NF-Spektrum innerhalb eines Seitenbandes durchläuft. Wird der Ausgangspegel in dem zugehörigen Seitenband gemessen, so erhält man den Dämpfungsverlauf des NF-Spektrums (lineare Verzerrungen); bei Messung im benachbarten Seitenband ergibt sich das Übersprechen von Seitenband zu Seitenband (lineares Nebensprechen).

7.22. Klirrfaktormessung (nichtlineare Verzerrungen)

Tafel 4. **Muster für die Darstellung der Meßergebnisse**

Sendeart	Dienst	Frequenzbereich in MHz	mit oder ohne Quarzsteuerung		relative Frequenzabweichung ($\times 10^{-6}$) zu folgenden Zeiten (min) nach dem Einschalten					relat. Frequenzabw. ($\times 10^{-6}$) durch Änderung der Versorg.-Spannung von		relative Frequenzabweichung ($\times 10^{-6}$) dureh Temperaturänderungen von		Bemerkungen
					1	10	30	60	120	10 %	20 %	1° C	von —25° C bis +55° C	
A 3	Fester Dienst	3—30	ohne	Max.	—	33	20	0	8	—	—	17	—	Einige Empfänger geprüft
				Mittel	—	17	9	0	4	< 10	—	7	—	
				Min.	—	3	0	0	1	—	—	0	—	
A 1	Peilfunkdienst	0,235—0,535	ohne	—	50	200	110	55	—	50	—	—	—	Ein Empfänger geprüft Zustand: fast neu

7.221. Der Meßaufbau entspricht der im Bild 13 dargestellten Anordnung; an den NF-Ausgang ist lediglich an Stelle des NF-Spannungsmessers ein Klirrfaktormeßgerät (Klirrfaktormeßbrücke, Klirrfaktorzeiger) zu schalten.

Der Klirrfaktor ist in bekannter Weise zu bestimmen. Voraussetzung ist jedoch, daß als Tongenerator ein klirrarmer Summer (k möglichst $\leqq 1\%$) verwendet wird und daß die Modulationsverzerrungen im Meßsender zu vernachlässigen sind; dieses trifft für gute Meßsender bis zu mittleren Werten des Modulationsgrades zu.

7.222. Bei EB-Empfängern mit mehreren voneinander unabhängigen Seitenbändern ist die Kenntnis des nichtlinearen Nebensprechens von Seitenband zu Seitenband sowie innerhalb eines Seitenbandes von Bedeutung. Die im Einsatz befindlichen Mehrkanalanlagen haben normalerweise 2 Seitenbänder von je 6 kHz Bandbreite, die ihrerseits in 2 Kanäle von je 3 kHz aufgeteilt sind. Die in den nachstehenden Messungen angeführten Zahlenwerte sind auf dieses System ausgerichtet. Zur Messung dieses nichtlinearen Nebensprechens wird eine EB-Sendung mit 2 NF-Tönen so moduliert, daß diese in das eine Seitenband und die — bei Vorhandensein von Nichtlinearitäten entstehenden — Kombinationstöne in das andere Seitenband fallen.

Die Meßanordnung ist aus Bild 14 zu ersehen. Der Meßsender I dient als Trägersender, die Meßsender II und III als Seitenbandsender. Sämtliche Meßsender sind unmoduliert; bei Vorhandensein eines im Empfänger eingebauten Prüfsenders kann dieser an Stelle des Trägersenders verwendet werden.

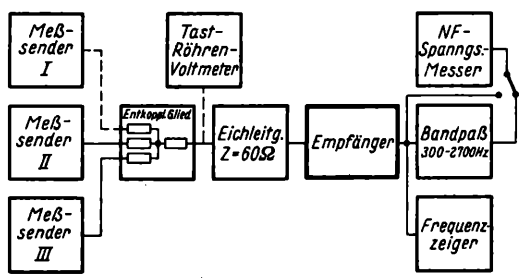


Bild 14. Meßanordnung für das nichtlineare Nebensprechen bei Mehrkanal-Einseitenband-Empfängern.

7.2221. Messung von Seitenband zu Seitenband. Zur Messung des nichtlinearen Nebensprechens vom oberen Seitenband zum unteren Seitenband wird der Trägersender auf die gewünschte Frequenz eingestellt und der Empfänger bei abgeschalteter Schwundregelung auf ihn abgestimmt. Die EMK des Trägersenders I wird um einige Größenordnungen höher als die Betriebsempfindlichkeit gewählt, damit sich ein größtmöglicher Störabstand ergibt. Dann wird der Seitenbandmeßsender II, der mit seiner Frequenz um etwa 1000 Hz über der Frequenz des Trägersenders liegt, hinzugeschaltet und seine EMK so eingeregelt, daß sich am Ausgang der größtmögliche Nutzpegel (etwa 1,1 N) ergibt. Danach wird die EMK des Seitenbandsenders II, z. B. durch Umschalten auf eine höhere Frequenz, unwirksam gemacht und der Seitenbandsender III zugeschaltet. Dessen Frequenz wird so eingestellt, daß sich ein Ton von etwa 2500 Hz ergibt und die EMK so eingeregelt, daß man am Ausgang wiederum den oben angegebenen Nutzpegel (1,1 N) erhält. Anschließend wird der Seitenbandsender II wieder zugeschaltet. Am Ausgang des Empfängers ist jetzt der Summenpegel (etwa 1,5 N) der beiden Töne von 1000 und 2500 Hz wirksam. Bei vorhandener Nichtlinearität entstehen dann im anderen Seitenband Kombinationstöne, deren Pegel, bezogen auf den Nutzpegel, ein Maß für das nichtlineare Nebensprechen sind.

Die Frequenzen der beiden Seitenbandmeßsender werden innerhalb des Übertragungsbereiches gegeneinander so verstellt, daß möglichst alle Kombinationstöne erfaßt werden. Der ungünstigste Wert des Verhältnisses der Pegel in den beiden Seitenbändern ergibt die Nebensprechdämpfung.

Die Messung der Nebensprechdämpfung vom unteren zum oberen Seitenband wird analog durchgeführt.

7.2222. Messung innerhalb eines Seitenbandes. Die Messung wird in gleicher Weise vorgenommen wie unter 7.2221, nur werden die Frequenzen der Seitenbandsender II und III so eingestellt, daß die beiden Töne von z. B. 4000 und 4500 Hz in den oberen Kanal eines Seitenbandes fallen. Zur Messung ihrer Kombinationstöne muß dann ein Bandpaßfilter mit einem Durchlaßbereich von etwa 300···3000 Hz, dem unteren Kanal entsprechend, in das betreffende Seitenband geschaltet werden.

8. Störstrahlung

8.1. Begriffsbestimmung. Die Störstrahlung gibt an, in welchem Umfang der Empfänger selbst Störsendungen, z. B. auf den Frequenzen der Frequenzumsetzer-Oszillatoren, der Zwischenfrequenz usw. erzeugen kann.

8.2. Meßverfahren. Die Meßanordnung ist aus Bild 15 zu ersehen.

8.21. Die Störwirkung eines Empfängers wird im Frequenzbereich unterhalb 30 MHz am einfachsten durch Messung der am Empfängereingang liegenden Oszillatorspannung mit Hilfe eines selektiven Röhrenvoltmeters beurteilt. Hierbei ist der Empfängereingang mit der künstlichen Antenne abzuschließen.

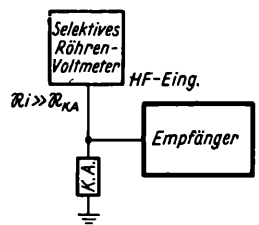


Bild 15. Meßanordnung zur Ermittlung der Störstrahlung.

Die Messung darf nicht nur auf die Bestimmung der Spannung der Grundwelle des Oszillators beschränkt bleiben, sondern muß auch auf die Spannungen der Oberwellen ausgedehnt werden.

8.22. Im Bereich oberhalb 30 MHz kann die Spannung an den Antennenklemmen des Gerätes nicht mehr als Grundlage zur Beurteilung der Strahlung des Gerätes herangezogen werden, weil in diesem Frequenzbereich die Empfängerbauteile in ihren Abmessungen bereits in die Größenordnung einer Wellenlänge kommen und somit selbst strahlen können. In diesem Bereich wird deshalb die Störstrahlung unter Verwendung eines Feldstärkemeßgerätes gemessen[3]. Der Abstand zwischen Meßantenne und der Empfangsanlage ist dabei auf 30 m, die Höhe der Antennen über dem Erdboden auf 3 m festgelegt worden. Der Empfänger selbst soll sich 1 m über dem Erdboden befinden. Die Strahlungsmessungen werden mit und ohne Empfangsantenne durchgeführt, wobei zur Feststellung des Strahlungsmaximums die Antennen gedreht und das Gerät gekippt und gedreht werden sollen.

9. Schlußbemerkung

Die in den vorstehenden Ausführungen angegebenen Unterlagen beschränken sich einerseits auf die Messungen der Grundeigenschaften der Empfänger; sie bringen zusätzlich Messungen über Empfänger-Eigenschaften, die zur unmittelbaren Beurteilung ihrer Leistung im betrieblichen Einsatz bekannt sein müssen.

Für viele Zwecke jedoch ist die Kenntnis weiterer Parameter von Bedeutung. Hierbei handelt es sich im einzelnen um die Kenntnis der dynamischen Regeleigenschaften der selbsttätigen Verstärkungs- und Frequenzregelung, das Verhalten der Empfänger gegenüber getasteten Störzeichen, die Laufzeitverzerrung von Frequenzbändern, die Diversity-Eigenschaften von Mehrfachempfängern, die Leistungsfähigkeit der Frequenznachstelleinrichtung von Einseitenband-Empfängern, die Messung der Empfindlichkeit von F1-Empfängern usw. Die Messungen dieser Eigenschaften werden z. Z. nach verschiedenen Verfahren, je nach Bedarf, durchgeführt. International abgestimmte Definitionen und Meßverfahren sind bisher noch nicht vorhanden. Von der Behandlung obiger Parameter im Rahmen der vorstehenden Ausführungen ist daher Abstand genommen worden.

Das Schrifttum zu diesem Beitrag ist im ATM-Blatt V 373—15 (April 1955) enthalten.